ELECTRONICĂ APLICATĂ

ȘERBAN BÎRCĂ GĂLĂȚEANU

AMPLIFICATOARE DE BANDĂ LARGĂ

CUPRINSUL

Prefață 7

1. Amplificatoare de bandă largă. Definire. Utilizări 11

1.1. Termenul de amplificator de bandă largă 11
1.2. Amplificatoarele de audiofrecvență 12
1.3. Amplificatoarele din sistemele telefonice 13
1.4. Amplificatoarele de videofrecvență 17
1.5. Amplificatoarele aparatelor de măsură 18
1.6. Filtrele active 18
1.7. Corecția cu inductanțe 19

2. Analiza amplificatoarelor de bandă largă 23

2.1. Modul de calcul al performanțelor amplificatoarelor 23
2.2. Analiza amplificatoarelor de bandă largă pe calculatorul electronic 36
2.3. Metodica verificărilor experimentale 65

3. Performanțele amplificatoarelor de bandă largă 67

3.1. Amplificatorul I cu rezistență decuplată în emitor 67
3.1.1. Amplificatorul cu un etaj 67
3.1.2. Amplificatorul cu două etaje 70
3.1.3. Senzitivitatea 72
3.2. Amplificatorul II cu rezistență nedecuplată în emitor 74
3.2.1. Amplificatorul cu un etaj 75
3.2.2. Amplificatorul cu două etaje 79
3.3. Amplificatorul III cu condensator de corecție în paralel cu rezistența din circuitul emitorului 83
3.3.1. Amplificatorul cu un etaj 84
3.3.2. Amplificatorul cu două etaje 90
3.3.3. Analiza pe calculator 94
3.4. Amplificatorul IV cu reacție pozitivă repetor-emitor 96
3.4.1. Calculul condensatorului de corecție și al performanțelor 96
3.4.2. Analiza pe calculator 99
3.5. Amplificatorul V cu reacție pozitivă emitor-emitor 101
3.5.1. Calculul condensatorului de corecție și al performanțelor 101
3.5.2. Analiza pe calculator 108
3.6. Amplificatorul VI colector comun — emitor comun 109
3.7. Amplificatorul VII cu grup RC de corecție în circuitul bazei 113
3.7.1. Calculul performanțelor și al corecției 113

3.7.2. Rezultatele obținute impunînd valoarea lui R 115
3.7.3. Rezultatele obținute impunînd condițiile M.L.A. sau M.L.A.P..... 116
3.8. Amplificatorul VIII cu reacție negativă paralel-serie..... 118
3.8.1. Calculul performanțelor și al corecției 118
3.8.2. Analiza pe calculator 125
3.9. Amplificatorul IX cu reacție negativă serie-paralel..... 126
3.9.1. Calculul corecției și al performanțelor 126
3.9.2. Analiza pe calculator 130
3.10. Amplificatorul X cu două bucle de reacție negativă..... 130
3.11. Amplificatorul XI cascod 134
3.12. Amplificatorul XII cascod cu condensator de corecție în paralel cu rezistența din circuitul emitorului 138
3.12.1. Calculul condensatorului de corecție și al performanțelor..... 138
3.12.2. Analiza pe calculator 140
3.13. Amplificatorul XII' cascod cu grup RC de corecție în paralel cu..... rezistența R_e 142
3.13.1. Calculul corecției și al performanțelor..... 142
3.13.2. Rezultatele obținute impunînd condițiile M.L.A. sau M.L.A.P..... 144
3.14. Amplificatorul XIII diferențial neutrodinat..... 146
3.14.1. Amplificatorul neutrodinat 147
3.14.2. Corecția cu joncțiunile colector-bază ale unei perechi de tranzistoare identice cu cele amplificatoare..... 149
3.14.3. Corecția cu condensatoare de neutrodinare..... 152
3.15. Amplificatorul XIV diferențial neutrodinat cu condensatoare și cu grup RC de corecție în circuitul bazei..... 158
3.15.1. Expresia factorului de transfer 158
3.15.2. Performanțele cînd se impune o valoare fixă pentru condensatorul de neutrodinare C_N 158
3.15.3. Performanțele cînd se calculează întîi C_N optim 161
3.15.4. Rezultatele obținute impunînd condițiile M.L.A. sau M.L.A.P... 161

4. Circuite integrate amplificatoare de bandă largă..... 163

5. Concluzii 192

5.1. Privire sintetică asupra amplificatoarelor de bandă largă..... 192
5.2. Alegerea circuitului optim 195

Bibliografie 199

PREFAȚĂ

În Programul Partidului Comunist Român se arată că „înfăptuirea societății socialiste multilateral dezvoltate presupune... dezvoltarea în continuare, cu prioritate, a industriei socialiste, orientarea sa fermă spre ramurile și subramurile de înaltă tehnicitate, care valorifică în mod superior resursele de materii prime și munca socială." Ea necesită, de asemenea, „dezvoltarea științei în conformitate cu cerințele generale ale progresului material și social, intensificarea atît a cercetării științifice aplicative, cît și a cercetării fundamentale...". Se precizează că „electrotehnica și îndeosebi electronica vor cunoaște o puternică dezvoltare. Va trebui asigurată producerea în țară a mijloacelor de calcul, de automatizare și conducere necesare activității economice și de producție, a sistemului de aparatură de măsură și control."

Amplificatoarele de bandă largă sînt părți componente aproape ale tuturor aparatelor electronice. În consecință, stabilirea criteriilor de alegere a circuitului *și* obținerea relațiilor riguroase de proiectare și optimizare *fac posibilă realizarea unor aparate cu* performanțe superioare și cost redus.

Se observă însă că este ales un amplificator sau altul, fără a se explica de ce a fost ales anume acel tip. Cel mai adesea amplificatorului nu i se cer performanțele maxime pe care le-ar putea da, de aceea se folosește circuitul cel mai simplu: cu rezistență decuplată sau nedecuplată în emitor. În alte situații însă, sînt mai severe cerințele de bandă, produs bandă-amplificatoare sau senzitivitate mică față de abaterile parametrilor tranzistoarelor.

An de an cresc exigențele din partea aparatelor electronice, deci trebuie găsit compromisul optim între performanțe și cost, în fiecare situație. În consecință, primul scop al acestei lucrări *este compararea performanțelor structurilor de amplificatoare de bandă largă cu unul și două tranzistoare, deci cu cost apropiat, întîlnite sau imaginate de autor.*

Fiind vorba de amplificatoare de bandă largă, criteriul de comparație cel mai edificator este produsul bandă-amplificare. *La oricare dintre amplificatoarele discutate, prin modificarea rezistenței R_e se poate mări banda în detrimentul amplificării sau invers. Se vor avea în vedere și alte considerente: amplificarea „în curent continuu", realizabilitatea amplificatorului ca circuit integrat, senzitivitatea, efectul capacităților parazite și*

al conectării etajelor în cascadă, zgomotul propriu al circuitului, funcționarea la semnal mare (distorsiunile), instabilitatea potențială [3] etc.

Exemplele de calcul și verificările experimentale cuprind valorile particulare care să permită evaluarea performanțelor unor etaje amplificatoare de același tip conectate în cascadă. Se evită astfel calcularea riguroasă a performanțelor unui lanț de celule identice, operație foarte laborioasă dacă nu se folosesc aproximații largi. Operația ar avea o utilitate discutabilă, deoarece rareori se folosesc mai multe etaje amplificatoare în cascadă. Atunci cînd totuși se folosesc (de exemplu la osciloscoape), structura circuitului permite calcule aproximative suficient de precise, bazate pe calculul comportării unei singure celule.

Al doilea scop urmărit în această lucrare este tratarea unitară și riguroasă a tuturor amplificatoarelor de bandă largă, dintre care unele sînt tratate pentru prima oară. Calculul este efectuat literal, nu prin rezolvarea numerică a sistemului pentru fiecare situație în parte, pentru a putea trage concluzii general valabile și pentru a economisi timpul de lucru al calculatorului, timp care costă foarte scump.

Trebuie observat că se urmărește în permanență economicitatea circuitului și operativitatea metodei de calcul, chiar dacă acest considerent nu iese în evidență explicit.

Al treilea scop este determinarea modificării performanțelor la variația valorii diferitelor componente și a parametrilor tranzistorului, prin analiza circuitelor pe calculator. Considerînd variații mici, se deduce astfel senzitivitatea circuitelor în raport cu diverși parametri [7], [54]. Calculele sînt însă efectuate pentru domenii largi de valori ale componentelor, cuprinzînd practic toate valorile interesante. Se are în vedere în mod special modificarea caracteristicilor de frecvență la variația componentelor ajustabile (cu care se realizează corecția) în jurul valorii optime.

În lucrare sînt tratate amplificatoarele de bandă largă trece-jos, cu sarcina rezistivă, cu un număr mic de tranzistoare, ținînd seama de capacitățile parazite. Aceste amplificatoare se folosesc în amplificatoarele de audiofrecvență, videofrecvență, în cele din sistemele telefonice, din aparatele de măsură, din filtrele active, în amplificatoarele integrate de bandă largă.

Este explicat modul de calcul al factorului de transfer al amplificatoarelor și modul în care au fost concepute programele de analiză pe calculator. Sînt tratate unitar și riguros 14 structuri de amplificatoare de bandă largă, cu 1—4 tranzistoare, întîlnite sau imaginate de autor. Sînt prezentate numai sistemele de ecuații și rezultatele calculelor — acestea direct sub forma imprimată de calculator. Se urmărește în permanență economicitatea circuitului și operativitatea metodei de calcul. Rezultatele experimentale confirmă rigurozitatea calculelor și alegerea judicioasă a aproximațiilor.

Prin analiza circuitelor pe calculator s-a determinat și modificarea performanțelor la variația valorilor diferitelor componente și a parametrilor tranzistoarelor, deci în raport cu toleranțele acestora.

Sînt comparate performanțele tuturor structurilor de amplificatoare de bandă largă cu tranzistoare, criteriul de bază fiind produsul bandă-amplificare. Se ține seama și de multe alte considerente: amplificarea „în curent continuu", realizabilitatea în tehnologie integrată, senzitivitatea, efectul capacităților parazite și al conectării etajelor în cascadă, zgomotul propriu al circuitului, distorsiunile etc. Se determină astfel, fundamentat, circuitul optim pentru fiecare tip de aplicație.

În încheiere este indicată bibliografia utilizată, grupată după conținutul lucrărilor și în ordine cronologică.

Lucrarea este o continuare a preocupărilor autorului din cadrul tezei de doctorat. Ea cuprinde, în majoritate, relații de calcul originale. Materialul este organizat logic, explicit și ușor de utilizat atît în întregime cît și parțial. Sînt prezentate programele originale de analiză și calcul, cu listarea completă a instrucțiunilor general valabile și a celor specifice fiecărui circuit în parte, contribuind astfel la o bibliotecă de programe utilizabilă direct și eficient în proiectare, analiză, învățămînt.

Lucrarea se adresează în egală măsură inginerilor, subinginerilor, proiectanților și studenților, electroniști și automaticieni, celor care activează în învățămînt, cercetare, proiectare, producție.

Este pentru autor o plăcută datorie de a mulțumi tovarășului profesor Dr. ing. Mugur SAVESCU pentru preocuparea față de evoluția lucrării, pentru înalta exigență manifestată permanent și pentru îndrumarea autorului în direcția sporirii aportului original, îmbogățirii lucrării cu metode și direcții de abordare moderne și a punerii în evidență a problemelor legate de aplicațiile practice ale circuitelor.

Autorul mulțumește conducerii și membrilor catedrei de Dispozitive, circuite și aparate electronice din Institutul Politehnic — București, personal tov. șef lucrări Ion MIHUȚ pentru bunăvoința cu care i-au permis accesul la aparatele de bună calitate necesare verificărilor experimentale.

Mulțumiri deosebite adresez conducerii Centrului de Calcul al Direcției Centrale de Statistică, personal tov. director adj. ing. Radu ZAMFIRESCU și tov. economist Corneliu CONSTANTINESCU, care mi-au permis accesul și un ritm intens de lucru la calculator, și care m-au ajutat cu deosebită competență și bunăvoință.

Îmi vor rămîne veșnic în memorie imboldurile tatălui meu, munca mamei mele, care mi-au permis să elaborez această lucrare.

AUTORUL

1. AMPLIFICATOARE DE BANDĂ LARGĂ. DEFINIRE. UTILIZĂRI

1.1. TERMENUL DE AMPLIFICATOR DE BANDĂ LARGĂ

Termenul este folosit în literatura de specialitate cu două accepțiuni complet diferite:

1. *Amplificatoare cu banda de frecvență începînd de la o frecvență joasă* (300 Hz, 100 Hz, 20 Hz sau mai puțin) *sau de la zero.* Sarcina este rezistivă. Se consideră limite ale benzii frecvențele la care amplificarea scade cu 3 dB față de valoarea la frecvențe medii $\left(\text{scade în raportul } \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0{,}707\right)$. La aceste amplificatoare, frecvența-limită inferioară („jos") f_j este cu mai multe ordine de mărime mai mică decît frecvența-limită superioară („sus") f_s. De aceea se consideră, cu o bună aproximație, lărgimea de bandă egală cu f_s, ceea ce simplifică relația de calcul a produsului bandă-amplificare.

Circuitul poate conține inductanțe sau/și condensatoare de *corecție*. Acestea au rolul de a lărgi banda de frecvențe În general amplificarea scade mai rapid în afara limitelor benzii de frecvențe la amplificatorul corectat față de cel necorectat. Această însușire este adesea folositoare, dar impune luarea unor măsuri de precauție în cazul amplificatoarelor cu reacție, deoarece, conform relațiilor Bayard-Bode [1], [4], [5], o variație rapidă a amplificării este însoțită întotdeauna de un defazaj important și circuitul ar putea intra în oscilație.

2. *Amplificatoare de frecvențe înalte* (peste 200 kHz), *la care* f_s *și* f_j *sînt de același ordin de mărime, dar banda* $f_s - f_j$ *are o valoare comparabilă cu* f_s *și* f_j. Este cazul amplificatoarelor de radiofrecvență pentru receptoare radio și de televiziune, pentru antene colective, instalații de radioastronomie etc.

Sarcina este formată din circuite rezonante decalat acordate, cu parametri concentraţi sau cu parametri distribuiţi.

Lucrarea de faţă se referă la *prima* categorie de amplificatoare de bandă largă. Acestea îşi găsesc aplicaţii într-o mare varietate de circuite şi aparate electronice, cu cerinţe specifice, din care se menţionează doar cîteva.

1.2. AMPLIFICATOARELE DE AUDIOFRECVENŢĂ

Transmisiunile radio cu purtătoare modulată în amplitudine (MA), deci emisiunile pe unde lungi, medii şi scurte au banda de frecvenţe standardizată 50 Hz — 4,5 kHz. Transmisiunile monofonice cu modulaţie de frecvenţă (MF) au banda 30 Hz — 15 kHz. Este cazul emisiunilor pe unde ultrascurte şi al canalului de sunet din televiziune.

Transmisiunile stereofonice folosesc în prezent aproape în exclusivitate sistemul GE-Zenith [42]: se transmite semnalul sumă al canalelor dreapta şi stînga $D + S$ în banda 30 Hz — 15 kHz, deci compatibil cu emisiunile monofonice. Semnalul diferenţă $D—S$ are de obicei o putere mult mai mică decît $D + S$. El modulează în amplitudine o subpurtătoare suprimată de 38 kHz, tot cu spectrul 30 Hz — 15 kHz. Se mai transmite un semnal-pilot de 19 kHz. Banda de frecvenţe a semnalului stereo este deci 30 Hz — 53 kHz (fig. 1).

La marginile benzii de frecvenţă, defazajul devine important înainte de o scădere sensibilă a modulului amplificării. Deoarece pentru efectul stereofonic contează şi defazajul, nu numai amplitudinea, şi pentru a avea performanţe dinamice bune, amplificatoarele stereo de înaltă fidelitate au adesea bandă mai largă decît spectrul maxim de 16 Hz — 20 kHz

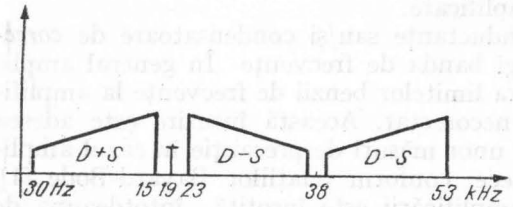

Fig. 1. Spectrul semnalului stereofonic conform sistemului GE-Zenith.

al frecvenţelor audibile, ajungînd chiar la valori de 5 Hz — 100 kHz.

Amplificatoarele audio debitează puterea unei sarcini la care este esenţială componenta rezistivă. Rezistenţa are în general o valoare mică, de 4—16Ω, de aceea etajul final cuprinde de obicei un repetor în contratimp sau un transformator. Etajele care realizează amplificarea în tensiune au sarcini de ordinul sutelor de ohmi sau kiloohmilor.

1.3. AMPLIFICATOARELE DIN SISTEMELE TELEFONICE

Transmisiunile telefonice se realizează pe frecvenţa vocală (la distanţe mici) sau pe frecvenţe mai înalte, prin linii de radiorelee sau prin intermediul sateliţilor artificiali al Pămîntului.

Linia de radioreleu terestru reprezintă un sistem de telecomunicaţii direcţional care transmite mesaje de-a lungul unui traseu bine precizat, între puncte fixe situate la extremităţile traseului. Pe traseu sînt amplasate staţii intermediare ce recepţionează semnalele staţiei precedente, în vederea emiterii lor spre staţia următoare, după o amplificare prealabilă. Radioreleele cu unde electromagnetice au fost puse la punct în timpul celui de al doilea război mondial, mai întîi pentru transmiterea fără cabluri costisitoare a convorbirilor telefonice la distanţe mari. Radioreleele sînt economice numai dacă se transmit mai multe semnale simultan, de aceea ele folosesc modulaţia unor purtătoare de frecvenţe foarte înalte (peste 50 MHz) [44].

Legătura între regiuni separate prin suprafeţe întinse (deşerturi sau oceane), inaccesibile pentru instalarea staţiilor intermediare, s-a obţinut fie prin intermediul cablurilor (terestre, submarine), fie cu ajutorul sateliţilor artificiali ai Pămîntului. Un satelit artificial, mai ales unul „geostaţionar" poate fi considerat ca o linie de radioreleu cu o singură staţie intermediară (satelitul), aflată la altitudine suficient de mare pentru a înlătura problemele legate de relieful terenului dintre staţiile finale.

Pe măsura perfecţionării comunicaţiilor prin radiorelee şi sateliţi, prin această cale s-au transmis şi semnale telegrafice, facsimile (imagini fixe) şi programe de televiziune (imagini în mişcare).

Pentru ca o convorbire telefonică să fie transmisă în condiţii bune de inteligibilitate şi expresivitate, se consideră suficientă şi a fost standardizată ca atare banda de frecvenţe de 300 Hz — 4 kHz. Pentru transmiterea mai multor convorbiri simultane, semnalul telefonic modulează (de regulă în amplitudine) o undă purtătoare.

O oscilaţie armonică modulată în amplitudine are spectrul constituit din purtătoare şi două benzi laterale:

$$U(1 + a\cos\omega_m t)\cos\omega_0 t = U\left[\cos\omega_0 t + \right.$$

$$\left. + \frac{a}{2}\cos(\omega_0 + \omega_m)t + \frac{a}{2}\cos(\omega_0 - \omega_m)t\right] \qquad (1)$$

Deoarece frecvenţa modulatoare ω_m nu este fixă, benzile laterale au întinderea egală cu banda frecvenţelor modulatoare (fig. 2, *a*). Pentru simplificarea reprezentării, se desenează de obicei, benzile laterale ca şi cum ar începe de la $\omega_m = 0$ (fig. 2, *b*).

Separînd una dintre benzile laterale (prin filtrare), se transpune banda semnalului modulator $(\omega_m \div \omega_M)$ într-un domeniu de frecvență ridicat: $(\omega_0 + \omega_m) \div (\omega_0 + \omega_M)$ pentru banda *directă* sau de tip *A* (reprezentată ca un triunghi cu ipotenuza înclinată spre stînga) sau $(\omega_0 - \omega_M) \div (\omega_0 - \omega_m)$ pentru banda inversată sau de tip *B* (triunghi cu ipotenuza înclinată spre dreapta).

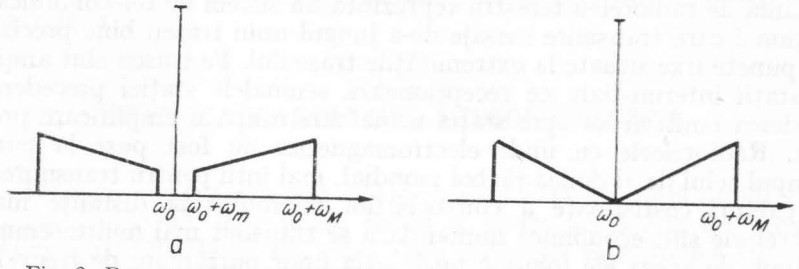

Fig. 2. Reprezentarea simplificată a spectrului semnalelor cu modularea amplitudinii.

În urma celor arătate, se înțelege funcționarea sistemului de telecomunicații din figura 3, *b*, care permite transmiterea a trei mesaje, decalate în frecvență conform figurii 3, *a*.

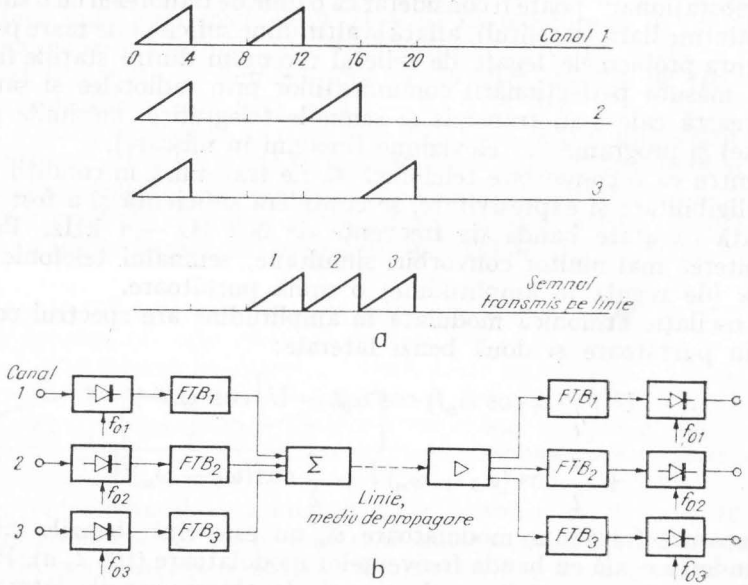

Fig. 3. Sistem de transmisiune multiplex:
a — benzile semnalelor; *b* — schema-bloc.

Pentru refacerea exactă a poziției spectrului semnalului modulator, este necesar ca $f'_{0i} = f_{0i}$. Pentru utilizarea completă a canalului, fiecare semnal este translatat într-o astfel de poziție încît spectrele translatate să nu se suprapună și să lase între ele numai intervalele de frecvență cerute de selectivitatea filtrelor FTB_i (figura 3, *b*).

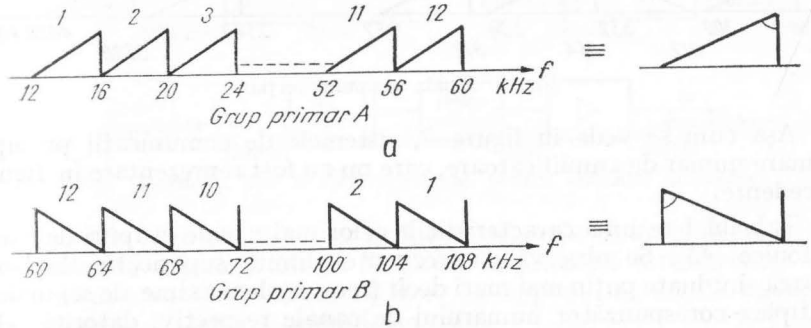

Fig. 4. Banda grupurilor primare.

Un ansamblu de 12 canale constituie un grup primar (pe scurt „grup"). Grupul primar *A* cuprinde benzile directe (tip *A*) ale semnalului modulat, iar grupul primar *B* — benzile inversate, conform figurii 4 [43].

Grupul secundar, denumit uneori supergrup, se obține prin reunirea a 5 grupuri primare. El conține 60 căi, cu o lărgime de bandă de $5 \times 48 = 240$ kHz. Grupul secundar de bază este delimitat de frecvențele 312 și 552 kHz, conform figurii 5.

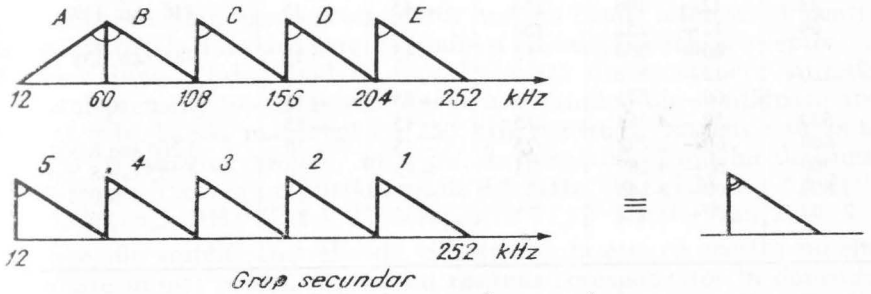

Fig. 5. Banda grupurilor secundare.

Pentru banda de bază cu 160 canale se poate folosi aranjamentul din figura 6, constituit din 16 grupuri secundare. Grupul terțiar este compus din 5 grupuri secundare și conține $5 \times 60 = 300$ canale. Grupul terțiar de bază se întinde între 812 kHz și 2 044 kHz. Grupul cuaternar conține 3 grupuri terțiare.

Formarea diferitelor grupări de canale (multiplexarea) se face prin translații (modulări) și filtrări succesive, grupările de diferite ordine fiind separate și trimise în direcții diferite în punctele de ramificație ale lanțurilor de radiorelee [44].

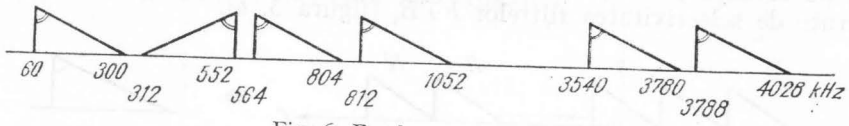

Fig. 6. Banda grupului terțiar.

Așa cum se vede în figura 7, sistemele de comunicații presupun un mare număr de amplificatoare, care nu au fost reprezentate în figurile precedente.

Tabelul 1 rezumă caracteristicile celor mai uzuale grupuri de canale telefonice [43]. Se observă că frecvențele-limită superioară ale benzii de bază sînt luate puțin mai mari decît frecvențele maxime ale semnalului multiplex corespunzător numărului de canale respectiv, datorită selectivității limitate a filtrelor de separație la recepție.

Tabelul 1.

C.C.I.R. Caracteristicile semnalului multiplex telefonic

Număr canale	Frecvențele-limită ale benzii de bază (kHz)	Impedanța caracteristică (Ω)	Nivel relativ (dBr)		Frecvența oscilatorului pilot pentru sincronizarea receptorului (kHz)
			Intrare R'	Ieșire R	
24	12— 108	150	—45	—15	116 sau 119
60	12— 252	150			
	60— 300	75	—45	—15	304 sau 331
120	12— 552	150			
	60— 552	75	—45	—15	607
300	50— 1 364	75	—45	—15	—
600	60— 2 792	75	—45	—20	3 200 sau 8 500
960	60— 4 287	75	—45	—20	4 715 sau 8 500
1 800	300— 8 248	75	—37	—28	9 023
2 700	300—12 435	75	—37	—28	13 627

Grupările sînt utile, atît pentru organizarea și interconectarea rețelelor naționale ale telecomunicațiilor cît și pentru folosirea unei aparaturi și a unor circuite tipizate, deci mai ieftine.

Din tabelul 1 rezultă că pentru sistemul de comunicații telefonice prin radiorelee și sateliți prezintă interes amplificatoarele de bandă largă, cu banda de 4 kHz, 60 kHz, 108 kHz, 252 kHz, 300 kHz, 552 kHz,

1,364 MHz, 2,044 MHz, 2,792 MHz, 4,282 MHz, 8,248 MHz, 12,435 MHz etc. Amplificarea necesară este de 30 dB (pînă la 1,364 MHz), 25 dB (pînă la 4,282 MHz), 9 dB (peste 4,282 MHz) etc., cu o impedanță caracteristică de 75 sau 150 Ω.

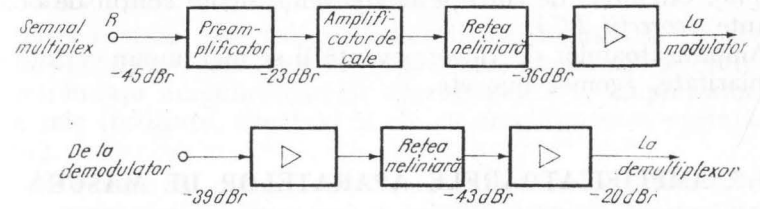

Fig. 7. Schema bloc a amplificatorului pentru semnalul multiplex.

Din cele ce urmează se vor deduce categoriile de amplificatoare care pot răspunde acestor cerințe. Datorită impedanței caracteristice mici, care trebuie realizată foarte riguros, se impune de regulă adăugarea unui repetor la ieșirea amplificatorului.

1.4. AMPLIFICATOARELE DE VIDEOFRECVENȚĂ

Banda de frecvență a semnalului de imagine în televiziune [47] este de 4,5 MHz în S.U.A. și Japonia (norma R.E.T.M.A.), 5,5 MHz în Europa de vest (norma C.C.I.R.), 6,5 MHz în țările socialiste (norma O.I.R.T.) și 11,15 MHz în Franța și în țările alăturate ei care recepționează și emisiuni pe acest standard. Această bandă interesează pentru amplificatoarele din aparatura de studio și din emițătoarele și receptoarele de televiziune. Etajul final de videofrecvență din receptoare și amplificatorul premergător modulatorului în amplitudine din emițătoare trebuie să aibă banda mai largă cu 250 kHz pentru a transmite în bune condiții și sunetul aferent imaginii. În prealabil, semnalul de sunet modulase în frecvență o purtătoare de 4,5 MHz (R.E.T.M.A.), 5,5 MHz (C.C.I.R.), 6,5 MHz (O.I.R.T.), respectiv 11,15 MHz (Franța).

Specific amplificatoarelor de videofrecvență este că acestea nu sînt proiectate numai pentru a avea un *răspuns* corespunzător în domeniul *frecvență*, așa cum este cazul, în general, pentru amplificatoarele de audiofrecvență și din sistemele telefonice. Deoarece este esențială reproducerea corectă a *formei* semnalului este avut în vedere *răspunsul în timp* al circuitului [14], [46], ceea ce corespunde, în domeniul frecvență, cu realizarea unor caracteristici cu maximum de liniaritate a amplificării și fazei (M.L.A.P.) [1], [4], [5], [8], [17].

Amplificatoarele de videofrecvență au $f_j \approx 50$ Hz sau 60 Hz, funcție de frecvența rețelei de alimentare. Ele au, de regulă, circuite de corecție la frecvențe înalte (pentru creșterea f_s) și la frecvențe joase (pentru refacerea prin axare a componentei continue a semnalului) [14], [46]. Circuitele de corecție la frecvențe înalte conțin de obicei inductanțe *(corecții LC)*.

Amplificatoarelor de videofrecvență li se mai impun cerințe severe de liniaritate, zgomot mic etc.

1.5. AMPLIFICATOARELE APARATELOR DE MĂSURĂ

Aparatul în care amplificatoarele de bandă largă au, în modul cel mai evident, un loc esențial este osciloscopul catodic. Amplificatorul de deflexie pe verticală și amplificatorul (de obicei cu cîștig și bandă mai mici) de deflexie pe orizontală sînt de bandă largă, cu maximum de liniaritate a caracteristicilor de amplificare și fază. În osciloscoapele moderne, amplificatoarele sînt de curent continuu ($f_j = 0$) și sînt diferențiale, pentru a asigura o bună stabilitate cu temperatura și focalizarea imaginii — independentă de semnalul amplificat [48], [49], [50], [107].

Etajele finale ale amplificatoarelor de deflexie pe verticală și orizontală sînt, de obicei, identice. Ele pun probleme deosebite, deoarece trebuie să furnizeze semnal de amplitudine mare unei sarcini cu capacitate relativ mare (zeci de pF). La tuburile catodice cu sensibilitate mică se pune uneori problema *scăderii* inductanței parazite a rezistențelor de colector, mai ales în cazul unor rezistoare bobinare [51].

Voltmetrele electronice de bandă largă, distorsiometrele, stabilizatoarele de tensiune și de curent [52], generatoarele de semnal și alte aparate conțin și ele amplificatoare de bandă largă.

Echipamentele de automatizări industriale, chiar și cele pentru procese *rapide* (regulatoarele de turație a motoarelor electrice etc.), necesită amplificatoare cu f_s foarte mic (sub 200 Hz), deci nu fac parte dintre utilizatorii amplificatoarelor de bandă largă, deși se pune problema reglării f_j și f_s.

1.6. FILTRELE ACTIVE

Filtrele active folosesc rezistențe, condensatoare și diverse componente active (convertoare negative de impedanță, giratoare, amplificatoare cu cîștig foarte mare, amplificatoare cu cîștig relativ mic)

pentru a elimina inductanțele [54], [55]. Pînă acum, filtrele active se folosesc la frecvențe joase și foarte joase (cel mult 100 kHz) datorită, în special, benzii limitate a amplificatoarelor, mai ales a celor cu cîștig mare. Convertoarele negative de impedanță și giratoarele se realizează prin conectări speciale de amplificatoare cu reacție și sînt puternic afectate de banda finită a acestor amplificatoare.

Datorită costului mai ridicat, a benzii mai înguste și a reglajului mai dificil al filtrului, convertoarele negative de impedanță și giratoarele pierd teren în fața amplificatoarelor operaționale și a amplificatoarelor cu cîștig mic (realizate, eventual și ele cu amplificatoare operaționale cu reacție).

Există moduri de proiectare și realizare a filtrelor active care utilizează și caracteristica „trece-jos" a amplificatorului. Aceste filtre nu pot fi produse și folosite pe scară largă deoarece nu pot constitui blocuri-tip cu frecvența-limită ajustabilă [56], [57].

Rămîne ca o cerință generală a filtrelor active aceea ca amplificatoarele pe care le cuprind *să aibă banda* sensibil mai *largă* decît domeniul frecvențelor de lucru, pentru a nu influența, practic, caracteristicile de frecvență ale filtrului.

1.7. CORECȚIA CU INDUCTANȚE

Corectarea amplificatoarelor de bandă largă s-a aplicat prima oară la amplificatoarele de videofrecvență, folosind o *inductanță* în serie cu rezistența de sarcină. Inductanța formează împreună cu capacitățile parazite un circuit rezonant *derivație*, ceea ce determină creșterea amplificării în jurul frecvenței de rezonanță. Circuitul este puternic amortizat de R_s, deci curba de rezonanță este plată — cu supracreștere mică și bandă largă (fig. 8). Ea compensează scăderea la frecvențe înalte a amplificării amplificatorului necorectat. Metoda se numește „cu inductanță derivație", deoarece inductanța apare în paralel cu capacitățile parazite.

O altă metodă de corecție cu inductanță folosește conectarea acesteia între colectorul (respectiv anodul) unui etaj și intrarea etajului următor. Capacitățile parazite ale primului etaj și capacitatea de intrare a următorului nu mai sînt în paralel. *Inductanța* formează împreună cu capacitatea de intrare a etajului al doilea un circuit rezonant *serie*, deci tensiunile pe inductanță și pe condensator cresc în jurul frecvenței

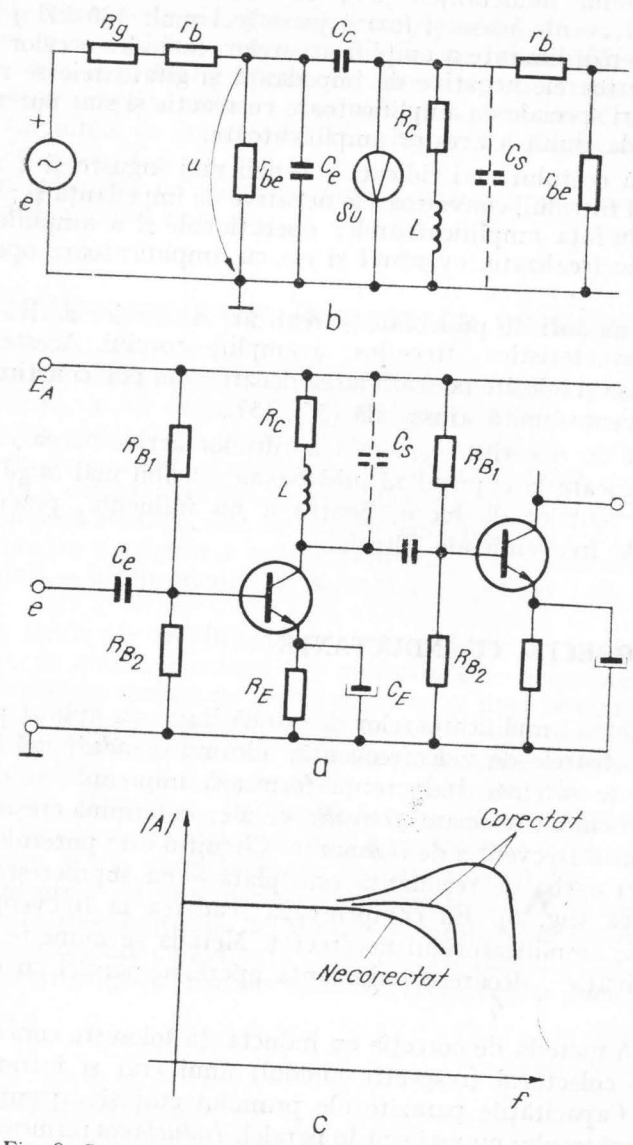

Fig. 8. Corecția amplificatoarelor cu inductanță derivație
a — schema; *b* — circuitul echivalent; *c* — caracteristicile de frecvență.

de rezonanță, ceea ce compensează într-un anumit domeniu scăderea la frecvențe înalte a semnalui dat de primul etaj. Metoda se numește „cu inductanță serie" și este mai puțin eficace decît cea cu inductanță derivație.

Pentru a lărgi *mai* mult banda amplificatorului, se aplică corecția „mixtă", combinînd cele două metode descrise anterior (fig. 9).

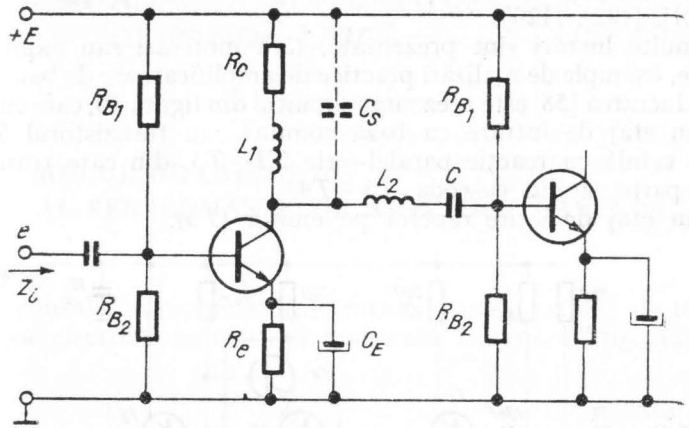

Fig. 9. Corecția cu inductanțe „mixtă" a amplificatoarelor de bandă largă.

Aceste metode prezintă dezavantajul unei componente capacitive mari a impedanței de intrare, Z_i, ceea ce determină realizarea mai dificilă a unei benzi largi de către etajul precedent.

Alt dezavantaj îl constituie prezența inductanțelor care sînt componente mai voluminoase, scumpe, fragile și sensibile la cîmpuri magnetice externe și la apropierea unor ecrane din materiale magnetice sau metale foarte bune conducătoare (cupru, aluminiu și alamă, eventual argintate sau aurite). În plus, trebuie ținut seama că numai inductanțele de valori foarte mici se pot îngloba în circuitele integrate hibride.

În filtrele active, realizate anume pentru a elimina inductanțele, folosirea inductanțelor pentru corectarea amplificatoarelor ar fi un nonsens.

Corecțiile cu inductanțe au fost tratate pe larg, de la bazele teoretice pînă la nomogramele de calcul, mai întîi pentru amplificatoarele cu tuburi [2], [46], apoi pentru cele cu tranzistoare [14], [59], [60], [61], [71].

Lucrarea de față se ocupă numai de amplificatoarele de bandă largă cu *corecții RC*, adică de cele la care lărgirea benzii se obține prin adăugarea unor condensatoare sau a unor grupuri RC serie sau paralel, anume de cele cu tranzistoare, deoarece tuburile se folosesc tot mai puțin și, de regulă, nu în circuitele noi ci la întreținerea aparatelor vechi.

Multe alte lucrări se ocupă de amplificatoare de bandă largă cu tuburi [117], [118], [119], de amplificatoarele integrate monolitice [124], [125], [126], altele discută problema amplificatoarelor cu mai multe etaje identice [133], [134], [135], [136], [137], problema amplificatoarelor de semnal mare [125], [138], [139], problema adaptării impedanțelor [140] și alte aspecte care depășesc cadrul lucrării de față [148], [73], [120], [121], [122], [123].

În multe lucrări sînt prezentate, fără motivări sau explicații de proiectare, exemple de realizări practice de amplificatoare de bandă largă. Astfel, în lucrarea [58] este prezentat circuitul din figura 10, care cuprinde:

— un etaj de intrare cu bază comună, cu tranzistorul $T1$;

— o celulă cu reacție paralel-serie $T2$—$T3$, din care tranzistorul $T3$ face parte și din cascoda $T3$—$T4$.

— un etaj de ieșire repetor pe emitor ($T5$).

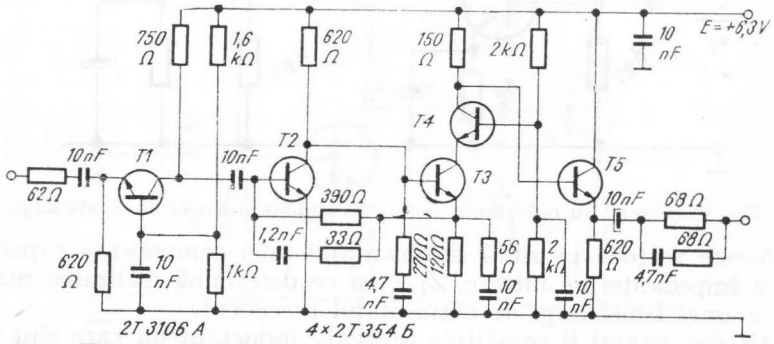

Fig. 10. Amplificator de bandă largă cu componente discrete.

Etajele de intrare și ieșire asigură impedanțe mici. La intrare, ieșire și în buclele de reacție sînt prevăzute grupuri serie RC, pentru a corecta caracteristica de amplitudine și a asigura stabilitatea circuitului împotriva oscilațiilor. Amplificatorul realizează un cîștig de 20 dB în banda 5 ÷ 300 MHz, performanțe la care contribuie și construcția îngrijită a circuitului.

Articolul [146] arată posibilitatea realizării unui amplificator de bandă largă prin conectarea în cascadă a trei celule NAND rapide (tehnologia ECL) cu reacție negativă. Circuitul este ieftin, dar cu utilizări limitate, deoarece are banda largă (100 MHz) dar amplificarea mică (5) și aceste performanțe pot fi ajustate în limite foarte mici.

Preocupările pentru amplificatoare de bandă largă datează de peste 25 ani în lucrările de doctorat realizate în facultatea Electronică a Institutului Politehnic București [146], [147], mai ales în sensul tratării lor ca circuite cu reacție, cu accent asupra liniarității răspunsului lor.

2. ANALIZA AMPLIFICATOARELOR DE BANDĂ LARGĂ

2.1. MODUL DE CALCUL AL PERFORMANȚELOR AMPLIFICATOARELOR

Se consideră amplificatorul atacat de un generator de tensiune cu tensiunea electromotoare e' și rezistența internă R'_g(fig. 12).

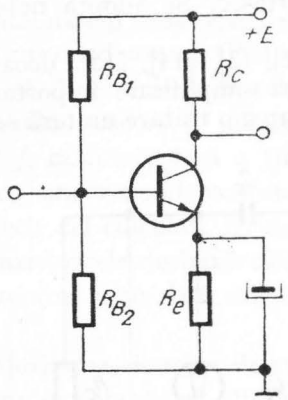

Fig. 11. Amplificatorul cu rezistență decuplată în emitor, cu un etaj.

Prin transformare Thévenin, se include R_b în generator, generatorul echivalent avînd parametrii (fig. 12):

$$e = e' \frac{R_b}{R'_g + R_b}, \quad R_g = \frac{R'_g R_b}{R'_g + R_b}, \quad \text{unde} \quad R_b = \frac{R_{b1} \cdot R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \qquad (1)$$

Se ține seama astfel de încărcarea generatorului de către impedanța de intrare a amplificatorului considerat. S-ar fi putut considera un ge-

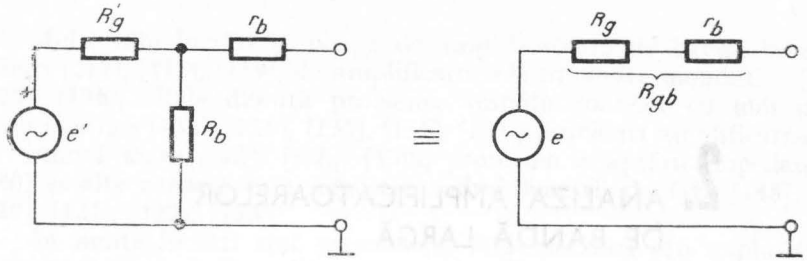

Fig. 12. Transformarea Thévenin a generatorului și rezistenței R_b.

nerator de curent (cu R_g în paralel) [16], mai apropiat de schema echivalentă a tranzistorului, dar cu generator de tensiune apare un factor de transfer în tensiune, mai folositor practic.

Se folosește pentru tranzistor circuitul echivalent cu parametri naturali (Giacoletto), folosit de regulă la aprecierea comportării tranzistorului la frecvențe relativ înalte [3], [14], [15], [70]. Se neglijează rezistența de ieșire $r_{ce} = \dfrac{1}{h_{22e}} \gg R_c$, rezistența bază—colector $r_{b'c}$ și elementele din afara tranzistorului intrinsec. Se adoptă notațiile din figura 13.

Nu se folosește unilateralizarea [2], [3], [14], [15], deoarece sînt tipuri de amplificatoare la care această simplificare importantă duce la erori inadmisibile, chiar 40% [70]. Pentru o tratare unitară se renunță

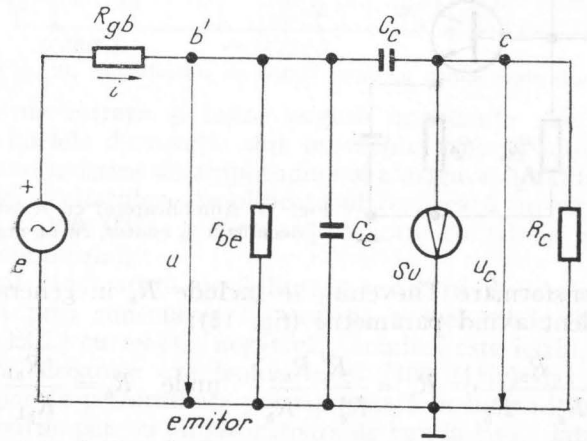

Fig. 13. Circuitul echivalent al amplificatorului cu R_e decuplată, cu un etaj

complet la unilateralizare. Acest procedeu constă în a considera, potrivit „efectului Miller", că un condensator conectat între ieșirea și intrarea unui amplificator este echivalent cu unul de $(1-A_{u_0})$ ori mai mare conectat între intrare și masă. Aceasta echivalează, în cazul de față, cu a considera între bornele b' și e (fig. 13) un condensator $C' = C_e+(SR_c + 1)\,C_c$, care, înlocuiește pe C_e și C_c. Aproximațiile sînt evidente: se neglijează în nodul c curentul prin capacitatea C_c și se consideră în nodul b' condensatorul echivalent C' independent de variația amplificării cu frecvența. În schimb, în toate circuitele discutate dispare ochiul $b'ec$ și, în majoritatea circuitelor, dispare și nodul c, deci o ecuație din sistemul care descrie funcționarea circuitului.

La amplificatoarele cu reacție serie-paralel, paralel-serie, și cu două bucle de reacție nu se iau în calcul capacitătile parazite. Este singura neglijare importantă în întreaga lucrare, justificată prin aceea că adăugarea acestor elemente se poate face direct în forma finală a factorului de transfer, deci nu anulează munca depusă.

În toate lucrările întîlnite, în care erau luate în considerație și capacitățile parazite, era luat în calcul un singur condensator echivalent C_s în paralel cu R_c. Aceasta corespunde înlocuirii, în orice stadiu al relațiilor de calcul, a rezistenței R_c cu $R_c/(1 + j\omega\, R_cC_s)$. Aproximația este valabilă *numai cînd rezistența R_e este decuplată*, altfel ar trebui adăugat și un condensator C'_s în paralel cu R_e. Afirmatia se bizuie pe observația că, la circuitele în care există măcar o rezistență R_e nedecuplată, rezultă uneori f_s măsurată al montajului experimental *mai mare* decît f_s calculată fără a ține seama de capacitatea C_s. Rezultă, de asemenea, uneori condensatorul de corecție în paralel cu rezistența R_e mai mic decît cel calculat. Evident, aceste observații sînt posibile numai la tranzistoarele de bună calitate la care capacitățile de corecție și cele din circuitul echivalent sînt de ordinul de mărime al capacităților parazite.

La majoritatea tipurilor de amplificatoare, între generator și primul tranzistor nu se conectează alt element al schemei, așa încît în circuitul echivalent apare $R_g + r_b = R_{gb}$ (fig. 12).

La circuitele cu două tranzistoare apare adesea ca sarcină a primului tranzistor rezistența R_c în paralel cu rezistența R_b de polarizare a tranzistorului următor. Se va nota:

$$R_{BC} = \frac{R_cR_b}{R_c + R_b} \qquad (2)$$

Pentru descrierea funcționării circuitului se folosește, de obicei, sistemul de ecuații ale curenților în nodurile circuitului echivalent [4], [5]. Se scrie deci, pentru fiecare nod k

$$\sum_{j \in k} i_{j-k} = 0$$

ceea ce revine la a scrie

$$u_k(\sum_{j \neq k} G_{j-k} + G_k) = \sum_{j \neq k} u_j G_{j-k} + \sum I_e \qquad (3)$$

în care G_k este admitanța între nodul k și masă, G_{j-k} sînt admitanțele între nodul k și fiecare din nodurile adiacente j, iar I_e sînt generatoarele de curent care debitează curenți spre nodul k.

Uneori, mai ales la primele circuite, se folosesc și una sau două ecuații ale tensiunilor pe ochiurile circuitului, acolo unde rezultă astfel ecuații mai simple.

Sistemul de ecuații s-a rezolvat grupînd termenii cu factori comuni care permit simplificări ale ecuațiilor. Simplificările sînt mult mai greu de operat direct în relația finală, în care apare o mulțime de factori imposibil de cuprins dintr-o privire.

Nu s-a obținut factorul de transfer cu ajutorul grafurilor de semnal [10] [11], deoarece s-a constatat că aceasta nu aduce o simplificare sensibilă a calculelor. La circuitele la care calculul este foarte laborios (IV, V, VIII, IX, X), rezolvarea sistemului de ecuații pentru a obține factorul de transfer reprezintă o mică parte din efort. Restul muncii se depune pentru rezolvarea ecuației care exprimă condiția M.L.A. și pentru exemplele de calcul numeric. În aceste etape nu se pot folosi grafurile de semnal.

La amplificatoarele cu un singur etaj, se calculează din sistemul de ecuații numai

$$A_u = \frac{U_c}{E}. \qquad (4)$$

La amplificatoarele cu două etaje se calculează și impedanța de intrare a unui singur etaj (al doilea) și — cu ajutorul ei — cîștigul primului etaj, deci al întregului amplificator.

În cazurile în care ar rezulta $f_s \geqslant \frac{1}{4} f_\alpha$, trebuie ținut seama că de la $\frac{1}{4} f_\alpha$ pînă la $\frac{1}{2{,}33} f_\alpha$ se poate considera factorul de amplificare în

curent $\beta(1-j\omega/\omega_\alpha)$. Peste $\frac{1}{2{,}33} f_\alpha$, practic nu se mai poate folosi circuitul echivalent Giacoletto, ci biportul echivalent ai cărui parametri „y" trebuie măsurați la frecvențele respective.

Chiar dacă amplificarea circuitului calculat scade la frecvențe joase, se consideră *banda* amplificatorului de la frecvența 0 pînă la frecvența-limită superioară f_s, la care amplificarea în tensiune a întregului circuit scade la 0,707 din valoarea amplificării la frecvențe medii (scade cu 3 dB). Eroarea este neînsemnată deoarece $f_j \ll f_s$.

Se consideră *amplificarea* ca fiind valoarea amplificării în tensiune la frecvențe medii, pornind de la tensiunea electromotoare e a generatorului de tensiune echivalent, nu a celui real, întrucît față de tensiunea e' amplificarea ar fi zero la $R_g = \infty$ (v. fig. 12).

În concluzie, produsul *bandă-amplificare* este dat de relația

$$AB = |Au_0| f_s = \left| \frac{U_c}{E} \right| \cdot f_s. \qquad (5)$$

Semnul lui A_{u_0} indică faza amplificării la frecvențe *medii* și nu are sens să fie folosit la calcularea produsului AB.

La toate circuitele rezultă

$$A_u = A_{u_0} \cdot A(j\omega) \qquad (6)$$

în care [29]

$$A(j\omega) = \frac{1 + j\omega m + (j\omega)^2 n + (j\omega)^3 q + (j\omega)^4 r + (j\omega)^5 t}{1 + j\omega a + (j\omega)^2 b + (j\omega)^3 c + (j\omega)^4 d + (j\omega)^5 e} = \frac{N}{D}. \qquad (7)$$

Expresia lui A a fost scrisă considerînd polinoamele în $j\omega$ de gradul maxim care apare la circuitele considerate. Din această expresie rezultă pătratul modulului amplificării:

$$|A(j\omega)^2|^2 = \frac{1 + \omega^2(m^2 - 2n) + \omega^4(n^2 - 2mq + 2r) +}{1 + \omega^2(a^2 - 2b) + \omega^4(b^2 - 2ac + 2d) +}$$
$$\frac{+ \omega^6(q^2 - 2nr + 2mt) + \omega^8(r^2 - 2qt) + \omega^{10} t^2}{+ \omega^6(c^2 - 2bd + 2ae) + \omega^8(d^2 - 2ce) + \omega^{10} e^2} \qquad (8)$$

În *toate* cazurile rezultă o aproximație suficient de bună dacă se opresc numai termenii ω^0, ω^2 și ω^4 de la numărător și termenii în ω^0, ω^2, ω^4 și ω^6 de la numitor. Uneori chiar dintre aceștia se poate neglija

termenul de gradul cel mai înalt de la numărător și de la numitor (mai ales la circuitele la care N și D rezultă de grad 2, respectiv 3).

În această situatie, punînd condiția $|A|^2 = 0{,}5$ rezultă f_s:

$$f_s = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{2(m^2-2n)-(a^2-2b)+\sqrt{[2(m^2-2n)-(a^2-2b)]^2+4[b^2-2ac-2d-2(n^2-2mq+2r)]}}{2[b^2-2ac+2d-2(n^2-2mq+2r)]}} \qquad (9)$$

La circuitele la care există *un* element ajustabil pentru realizarea „corecției" la frecvențe înalte, se pune de obicei întîi prima condiție de „*m*aximă *l*inearitate a caracteristicii de *a*mplitudine" (M.L.A.), condiție numită și de „de maximum plat" după denumirea în limba engleză „*maximum flat* magnitude response" [1], [3], [4], [5], [6]. Această condiție constă în a impune anularea primei derivate a modulului amplificării în raport cu (jω), pentru jω = 0:

$$\left.\frac{\mathrm{d}\,|A(\mathrm{j}\omega)|}{\mathrm{d}(\mathrm{j}\omega)}\right|_{\mathrm{j}\omega=0} = 0 \qquad (10)$$

S-a calculat $|A(\mathrm{j}\omega)|^2$ și se știe că $\frac{\mathrm{d}f^2(v)}{\mathrm{d}v} = 2f(v)\frac{\mathrm{d}f(v)}{\mathrm{d}v}$, deci condiția anulării derivatei lui $|A(\mathrm{j}\omega)|$ este aceeași cu condiția anulării derivatei lui $|A(\mathrm{j}\omega)|^2$. Aceasta deoarece $|A(\mathrm{j}\omega)|^2 = 1 \neq 0$ cînd jω = 0.

Se observă cu ușurință că condiția anulării în origină a primei derivate a lui $|A(\mathrm{j}\omega)|^2$ este egalitatea coeficienților lui ω^2 de la numărător și numitor

$$m^2 - 2n = a^2 - 2b \qquad (11)$$

În această situație, expresia frecvenței f_s devine

$$f_s = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{m^2-2n+\sqrt{(m^2-2n)^2+4[b^2-2ac+2d-2(n^2-2mq+2r)]}}{2[b^2-2ac+2d-2(n^2-2mq+2r)]}} \qquad (12)$$

Prima condiție M.L.A. determină, de regulă, o ecuație de gradul 2

$$Ax^2 + 2Bx + E = 0 \qquad (13)$$

cu care se calculează valoarea optimă a componentei de „corecție" x.

Pentru unele valori ale componentelor și ale parametrilor tranzistoarelor, această ecuație poate avea o pereche de soluții *complexe*, ceea ce înseamnă că nu se poate îndeplini condiția M.L.A., adică nu se poate realiza egalitatea coeficienților, deci

$(a^2 - 2b) - (m^2 - 2n) = Ax^2 + 2Bx + E = k > 0$, deoarece $A > 0$.

Pentru a se obține soluții reale confundate ale ecuației de gradul 2 modificate $Ax^2 + 2Bx + (E - k) = 0$, discriminantul trebuie să se anuleze:

$$B^2 = A(E-k)$$

condiție din care rezultă valoarea *minimă* a lui k

$$k = E - B^2/A \qquad (14)$$

În această situație, valoarea optimă a componentei de „corecție" este

$$x = -B/A \qquad (15)$$

Procedura de urmat este, deci, calculul lui x și k cu relațiile (15) și (14), apoi calculul f_s cu relația

$$f_s = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{m^2-2n-k+\sqrt{(m^2-2n-k)^2+4[b^2-2ac+2d-2(n^2-2mq+2r)]}}{2[b^2-2ac+2d-2(n^2-2mq+2r)]}} \qquad (16)$$

Aceste calcule și cele ce urmează au trebuit efectuate, deoarece în lucrările citate se găsesc definițiile și principiile generale și exemplificarea pentru circuite care au *numai poli* ($m=n=q=r=t=0$). În lucrările [14], [46] se calculează corecțiile cu inductanță care determină apariția *unui singur nul*.

În lucrarea [17] se dă o metodă de determinare a coeficienților polinoamelor N și D pentru a se obține caracteristici M.L.A. sau M.L.P., metodă bazată pe logaritmarea relației lui A (jω). Exemplul de calcul este tot pentru circuite care au numai poli. Metoda este mai laborioasă, cel puțin pentru un număr mic de condiții (1 sau 2), de aceea nu a fost folosită.

La circuitele cu *două* componente ajustabile (de exemplu VII și XII') se pot pune *două* condiții asupra caracteristicilor de frecvență, sau se poate impune valoarea uneia din componente.

Se poate impune *a doua condiție M.L.A.*, care constă în anularea derivatei a doua a modulului amplificării, pentru jω = 0. Din relația (8) se vede că aceasta conduce la egalitatea coeficienților lui ω^4 din polinoamele de la numărător și numitor:

$$n^2 - 2mq + 2r = b^2 - 2ac + 2d \qquad (17)$$

Evident, frecvența-limită f_s nu se mai poate calcula cu expresia (9) sau cu una din expresiile derivate din ea, ci rezultă dintr-o ecuație de gradul IV.

Practic, impunerea unei a doua condiții M.L.A. aduce o îmbunătățire *neînsemnată* a formei caracteristicii $|A(j\omega)|$, o ușoară scădere a frecvenței f_s și o complicare nejustificată a circuitului.

Mult mai utilă este realizarea unui circuit care să aibă și o „*m*aximă liniaritate a caracteristicii de fază" (*M.L.P.* după termenul „*phase*" din multe limbi de largă circulație). Această cerință este tipică pentru amplificatoarele de semnal de imagine: amplificatoarele video [14] și cele ale osciloscoapelor [107], [49], [50], deoarece asigură o supracreștere mică sau nulă la redarea unui semnal-treaptă.

Derivata fazei în raport cu frecvența determină *timpul de întîrziere de grup* t_g, deci condițiile M.L.P. revin la a impune anularea uneia sau a mai multor derivate ale timpului de întîrziere de grup în raport cu frecvența. Timpul t_g este dat de expresia [5]:

$$t_g = -\frac{A(j\omega)\,A'(-j\omega) + A(-j\omega)\,A'(j\omega)}{2A(j\omega)\,A(-j\omega)} \tag{18}$$

și este o funcție *pară* de $j\omega$.

Înlocuind $A(j\omega)$ conform expresiei (7), rezultă [29]:

$$t_g = \frac{(a-m) + (j\omega)^2[(a-m)\,am + 2\,(an - bm) + (mn - ab) + \\ 1 + (j\omega)^2[2\,(b+n) - (a^2+m^2)] + (j\omega)^4[2\,(aq + bn + cm + d + r) + \\ + 3\,(c-q)] + (j\omega)^4 \ldots}{+ 2\,(a+m)\,(an + bm + c + q) + (am + b + n)] + (j\omega)^6 \ldots} \tag{19}$$

Nu au fost transcrișii coeficienții puterilor superioare ale lui $j\omega$, deoarece, practic, niciodată nu se impune mai mult de *o* condiție M.L.P.

$$t_g(0) = a - m \tag{20}$$

Împărțind numărătorul cu $(a-m)$, pentru ca numărătorul și numitorul să aibă forma din relația (8), prima condiție M.L.P. este egalitatea coeficienților lui $(j\omega)^2$ de la numărător și numitor, egalitate care conduce la relația

$$3\,(ab - mn) = 3\,(c-q) + a^3 - m^3 \tag{21}$$

Relația poate fi grupată și sub forma

$$ab - 3\,mn = 3\,(c-q) + a\,(a^2 - 2b) - m^3 \tag{22}$$

Condiția M.L.P. este pusă aproape întotdeauna împreună cu prima condiție M.L.A. Circuitul care îndeplinește simultan aceste două condiții are caracteristici „cu *m*aximum de *l*iniaritate de *a*mplitudine și fază" (M.L.A.P.) [1], [4], [5]. Înlocuind relația (11) în (22) rezultă

$$ab - 3mn = 3\,(c-q) + a\,(m^2 - 2n) - m^3,$$

relație care se poate grupa și astfel:

$$ab - mn = 3\,(c-q) + (a-m)\,(m^2 - 2n) \tag{23}$$

Această formă este mai simplă decît (21), deoarece coeficienții polinomului N sînt mult mai simpli decît ai lui D.

Perechea de relații M.L.A. 1 și M.L.A. 2 conduce la un sistem de două ecuații de gradul 2:

$$\begin{cases} Ax^2 + 2Bxy + Cy^2 + Dx + Ey + F = 0 & (24, a) \\ ax^2 + 2bxy + cy^2 + dx + ey + f = 0 & (24, b) \end{cases}$$

din care trebuie determinate valorile x și y ale celor două componente cu care se realizează corecția. În general, sistemul admite patru perechi de soluții (reale sau complexe) x_i, y_i, $i = 1, 2, 3, 4$.

Cele patru valori ale lui y se obțin din ecuația de gradul 4 atașată sistemului:

$$\begin{vmatrix} U & V & Z & 0 \\ u & v & z & 0 \\ 0 & U & V & Z \\ 0 & u & v & z \end{vmatrix} = 0 \tag{25}$$

care se poate dezvolta

$$(Uv - Vu)\,(Vz - Zv) - (Uz - Zu)^2 = 0 \tag{26}$$

Termenii au valorile

$$\begin{aligned} U &= A; & V &= 2By + D; & Z &= Cy^2\,Ey + F \\ u &= a; & v &= 2by + d; & z &= cy^2 + ey + f \end{aligned} \tag{27}$$

Se obține o ecuație de gradul 4 care se rezolvă pe calculator, folosind algoritmul Lin-Bairstow. Calculatoarele mari conțin de regulă în memorie o subrutină de rezolvare a ecuațiilor de grad mai mare ca 2 cu ajutorul acestui algoritm.

Valorile corespunzătoare pentru x se obțin cu expresia

$$x = -\frac{Zu - Uz}{Vu - Uv} \tag{28}$$

La toate circuitele studiate, în afară de amplificatorul XII, rezistorul de corecție intervine în circuitul echivalent la frecvențe joase, deci la numitorul relației lui A_{u_0} și la *numitorul coeficienților a, b, c, ...*

Pentru eliminarea variabilei de la numitorul relațiilor (11) și (17), ele se amplifică cu acest numitor. Coeficienții de la numitorul fracției (7) rămîn de forma

$$a = AY \cdot y + AX \cdot x + AL \text{ etc.} \tag{29}$$

dar cei de la numărător iau forma

$$m = y \cdot (MXY \cdot x + MY) + MXX \cdot x^2 + MX \cdot x + ML \text{ etc.} \tag{30}$$

ceea ce *dublează* gradul ecuațiilor. Ele capătă forma:

$$\begin{cases} y^2 (Ax^2 + Bx + C) + y (Dx^3 + Ex^2 + Fx + G) + \\ \qquad + (Hx^4 + Ix^3 + Jx^2 + Kx + L) = 0 \quad (31, a) \\ y^2 (ax^2 + bx + c) + y (dx^3 + ex^2 + fx + g) + \\ \qquad + (hx^4 + ix^3 + jx^2 + kx + l) = 0 \quad (31, b) \end{cases}$$

Această formă pune în evidență faptul că ecuațiile rămîn de gradul 2 în y, deci se poate folosi același algoritm, dar se complică forma termenilor U, V, Z, u, v, z, iar ecuația (26) devine de gradul 12, în loc de gradul 4.

După rezolvarea ecuației se pun întîi condițiile asupra naturii și semnului soluțiilor x și se calculează soluțiile y corespunzătoare, numai pentru soluții x reale pozitive. Relațiile fiind mai complicate, se introduce în (28) numai partea reală a lui x, chiar dacă acesta are și o *mică* parte imaginară, datorită impreciziei calculului și tolerată de condițiile de selectare a soluțiilor.

Metoda s-ar putea folosi și pentru condițiile M.L.A.P. dar ecuația în x rezultă de gradul 24, chiar folosind ca a doua condiție o ecuație de tipul (23), ceea ce obligă la folosirea iterațiilor. Metoda iterativă are neajunsul că sînt necesare verificări și măsuri de asigurare a convergenței, altfel nu sînt găsite soluțiile, chiar dacă, de fapt, ele există.

Condițiile M.L.A.P. se exprimă printr-un sistem de două ecuații de gradul 2, respectiv 3, cu două necunoscute. Pentru rezolvarea lui se pleacă de la următoarele considerații:

Pentru o ecuație de forma

$$a_{11}x^2 + a_{22}y^2 + 2a_{12}xy + 2a_{13}x + 2a_{23}y + a_{33} = 0 \tag{32}$$

se definește matricea

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{12} & a_{22} & a_{23} \\ a_{13} & a_{23} & a_{33} \end{bmatrix} \tag{33}$$

Matricea A fiind diagonalizabilă, printr-o schimbare de variabile se ajunge la matricea

$$A_D = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{bmatrix} = LAL^{-1} \tag{34}$$

Schimbarea de variabile este exprimată de relațiile

$$\begin{cases} x' = x \cos \theta + y \sin \theta \\ y' = -x \sin \theta + y \cos \theta \end{cases} \tag{35}$$

unde

$$\theta = \frac{1}{2} \operatorname{arc\,tg} \frac{a_{12}}{a_{11} - a_{22}} \tag{36}$$

Prin această schimbare de variabile, ecuația ajunge la forma canonică

$$\lambda_1 x'^2 + \lambda_2 y'^2 + \lambda_3 = 0 \tag{37}$$

ceea ce corespunde cu o translație pe axele x și y pînă cînd elipsa reprezentată de ecuația (32) ajunge cu centrul în origina axelor și apoi o rotație astfel încît axele elipsei să coincidă cu axele de coordonate.

Cînd sistemul este format din ecuațiile (32) și (38):

$$b_1x^3 + b_2y^3 + b_3xy^2 + b_4x^2y + b_5x^2 + b_6xy + b_7y^2 + \\ + b_8x + b_9y + b_{10} = 0 \tag{38}$$

metoda de rezolvare cuprinde etapele:

1. Se reduce ecuația (32) la forma canonică (37) din care rezultă

$$x' = \pm \sqrt{\frac{-\lambda_3 - \lambda_2 y'^2}{\lambda_1}} \tag{39}$$

2. Se aplică aceeași schimbare de variabilă și în ecuația (38) care devine

$$b'_1x'^3 + b'_2y'^3 + b'_3x'y'^2 + b'_4x'^2y' + b'_5x'^2 + b'_6x'y' + b'_7y'^2 + \\ + b'_8x' + b'_9y' + b'_{10} = 0 \tag{40}$$

3. Se înlocuieşte în ecuaţia (40) x' cu relaţia (39). Ecuaţia devine

$$-(c_1y'^2 + c_2y' + c_3)\sqrt{\frac{-\lambda_3-\lambda_2y'^2}{\lambda_1}} = c_4y'^3 + c_5y'^2 + c_6y' + c_7 \quad (41)$$

4. Se ridică la pătrat expresia (41) şi rezultă o ecuaţie de gradul 6 în y'.

5. Se rezolvă ecuaţia în y', de exemplu prin algoritmul Lin-Bairstow, şi se obţin rădăcinile $y'_1 \ldots y'_6$. Cu ajutorul relaţiei (39) se află valorile corespunzătoare ale lui x': $x'_1 \ldots x'_6$.

6. Se revine la vechile variabile cu relaţiile

$$\begin{cases} x = x' \cos\theta - y' \sin\theta \\ y = x' \sin\theta + y' \cos\theta \end{cases} \quad (42)$$

şi se obţin perechile de soluţii $x_1 \ldots x_{12}$, $y_1 \ldots y_{12}$ (deoarece pentru fiecare y'_i corespund soluţiile x'_i şi $-x'_i$).

7. Se elimină soluţiile complexe şi cele reale în care x_i şi/sau y_i sînt negative.

8. Se calculează performanţele circuitului cu corecţia determinată de soluţiile admisibile şi se discută rezultatele. Cel mai adesea rezultă una sau cel mult două perechi de soluţii reale pozitive.

Algoritmul este foarte laborios, deci practic realizabil numai pe calculator. Aceste două algoritme au constituit baza programului *E* (vezi paragraful 2.2).

Cînd se impun două condiţii M.L.A. sau M.L.A.P., frecvenţa f_s nu se mai poate calcula cu relaţia (12), ci se iau în calcul toţi coeficienţii polinoamelor de la numărător şi numitor. Rezultă o ecuaţie de gradul 5 în ω^2, rezolvată tot cu algoritmul Lin-Bairstow.

În imprimantele prezentate apar parametrii necesari şi forma apelării subrutinei F4BAIRSTØW a calculatorului I.C.L. 1900. Pentru alt tip de calculator, aceste elemente formale pot fi diferite.

S-au admis aproximaţii care duc la erori *finale* sub 10%, căci tranzistoarele se livrează cu toleranţe de cel puţin 20% la toţi parametrii, aşa încît o precizie mai mare a calculului nu este justificată.

Există aproximaţii (de exemplu unilateralizarea) care determină erori sub 2% în relaţia în care sînt efectuate. Deoarece într-o etapă ulterioară a calculului expresia în care se efectuează neglijarea este scăzută din altă expresie de valoare foarte apropiată, *eroarea diferenţială* (eroarea expresiei-diferenţă) ajunge la 20 ÷ 100%! Pentru a elimina această primejdie greu previzibilă, în calculele în care relaţiile sînt încă manevrabile s-au efectuat *neglijări numai în relaţia finală*.

Sînt situaţii în care expresiile exacte sînt uriaşe, deci calculul poate fi dus pînă la capăt numai operînd neglijări şi pe parcurs. Pentru a evita erorile diferenţiale mari, în aceste cazuri expresiile se scriu astfel încît să cuprindă numai termeni de acelaşi semn sau coeficienţii diferitelor puteri ale lui $j\omega$ să cuprindă numai termeni de acelaşi semn. Se neglijează apoi termeni cu 2 ordine de mărime mai mici decît termenii cei mai mari. Se operează, de asemenea, neglijări în interiorul unor termeni, cu aceleaşi precauţii. Se neglijează, de exemplu, $1 \ll \beta^2$, eventual $1 \ll \beta$, $r_bC_c \ll r_{be}C_c$. Aproximaţiile constau în eliminări *sau adăugări* de termeni, după cum rezultă expresii mai simple (eventual prin completarea unor factori comuni care se pot simplifica).

Lucrarea se ocupă de aflarea f_s şi nu de comportarea circuitului *peste* această frecvenţă, de aceea se neglijează termenii de grad superior în $j\omega$ care contribuie cu mai puţin de 5% la valoarea lui f_s.

Toate *neglijările* efectuate sînt *valabile* pentru *întreaga plajă de valori* ale componentelor şi ale parametrilor tranzistoarelor:

$R_g = 0 \div 5\ \text{k}\Omega$ $\qquad$ $R_c = 100\ \Omega \div 10\ \text{k}\Omega$

$R_v = 100\ \Omega \div 10\ \text{k}\Omega$ $\qquad$ $R_e = 100\ \text{m}\Omega \div 10\ \text{k}\Omega$

$r_b = 10 \div 200\ \Omega$ $\qquad$ $\beta_c \geqslant 50 \quad I_c \geqslant 1\ \text{mA}$

$f_T \geqslant 1{,}5\ \text{MHz}$ $\qquad$ $C_c/C_c = 5 \div 100$

Pentru exemplificare s-au folosit etaje amplificatoare cu tranzistoarele EFT 352 şi BC 107A, toate în acelaşi punct static de funcţionare ($I_c = 1$ mA, $|U_{CE}| \approx 4$ V), în afară de circuitele IV şi VI. Rezistenţele din circuit sînt, pe cît posibil, aceleaşi la toate tipurile de amplificatoare: $R_c = 2\ \text{k}\Omega$, $R_e = 1\ \text{k}\Omega$, $R_b = \dfrac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}} = 5\ \text{k}\Omega$ (fig. 12 şi 13). Astfel se poate face o comparaţie corectă între diversele tipuri de amplificatoare, considerîndu-le în aceleaşi condiţii, nu cu valori sau rapoarte de valori de rezistenţe — altele de la un amplificator la altul — nici cu tranzistoarele în puncte statice diferite, deci cu parametri diferiţi [16], [74].

S-au ales tranzistoare din producţia românească curentă, tipice pentru două mari categorii:

— EFT 352: tranzistor *pnp* de germaniu, aliat, de mică putere, de joasă frecvenţă, cu performanţe modeste: $r_b = 200\ \Omega$; $C_c = 40$ pF; $\beta = 50$; $r_{ce} = 30\ \text{k}\Omega$; $f_T = 1{,}5$ MHz. Ceilalţi parametri se calculează cu ajutorul relaţiilor exacte sau aproximative: $S = 40\ I_c = 40$ mA/V; $r_{be} = \beta/S = 1{,}25\ \text{k}\Omega$; $f_\beta = f_T/\beta = 30$ kHz; $C_e = S/\omega_T = 4{,}25$ nF.

— BC 107A: tranzistor *npn* de siliciu, planar — epitaxial, de mică putere, de joasă frecvenţă, cu performanţe ridicate: $r_b = 50\ \Omega$; $C_c = 3$ pF;

$\beta = 200$; $r_{ce} = 70$ kΩ; $f_T = 300$ MHz. Din calcul rezultă: $S = 40$ mA/V; $r_{be} = 5$ kΩ; $f_\beta = 1{,}5$ MHz; $C_c = 21$ pF.

În diferite cataloage se dau valori apropiate, dar nu identice, ale acestor parametri. Valorile f_T, r_{ce} și C_c sînt indicate de întreprinderea producătoare I.P.R.S. Băneasa [29], [30], iar β și r_{be} au fost măsurate la fiecare tranzistor folosit. Valoarea lui r_b a fost luată din catalog pentru BC 107A [30] și măsurată cu metoda comparației [31] la EFT 352, deoarece valoarea de 60Ω indicată în cataloage duce la frecvențe-limită calculate sensibil diferite de cele experimentale.

Pentru exemplificare, s-au tabelat valorile componentelor de corecție, amplificarea, banda și produsul bandă-amplificare pentru fiecare tip de amplificator, pentru fiecare din cele două tranzistoare, la cinci valori semnificative ale rezistenței interne a generatorului, notate astfel:

1) $R'_g = \infty$ (generator de curent), deci $R_g = 5$ kΩ.

2) $R'_g = 2$ kΩ $= R_c$, corespunzător conectării în cascadă a două etaje identice. Rezultă $R_g = 1{,}43$ kΩ.

3) $R'_g = 400$ Ω, valoare apropiată sau egală cu impedanța caracteristică a unor cabluri telefonice și a unor generatoare de laborator. $R_g = 370$ Ω.

4) $R'_g = 50$ Ω, valoare obișnuită a impedanței caracteristice a cablurilor coaxiale, la care $R_g = 49{,}5$ Ω ≈ 50Ω.

5) $R'_g = 0$ (generator de tensiune ideal) deci $R_g = 0$.

Astfel se poate forma o idee de ansamblu asupra dependenței performanțelor fiecărui circuit funcție de impedanța generatorului.

2.2. ANALIZA AMPLIFICATOARELOR DE BANDĂ LARGĂ PE CALCULATORUL ELECTRONIC

Există numeroase lucrări cu metode general valabile.

Sînt, de asemenea, multe lucrări care propun modele ale tranzistoarelor, mereu mai complicate, care țin seama de diversele componente parazite ale tranzistorului intrinsec și ale conexiunilor și capsulei. Majoritatea modelelor se referă la funcționarea neliniară a tranzistorului, domeniu pe care lucrarea de față nu îl atinge [38]. Celelalte modele sînt nejustificat de complicate pentru situațiile obișnuite, de aceea nu au fost folosite. Aceste programe (CAPE-COD, SLIC, SPICE) determină întîi regimul în curent continuu, apoi amplificarea și eventual, banda de frecvențe [35], [33], [36], [37], [39], [40], [41].

Sînt calculatoare, mai ales de putere medie-mică, înzestrate cu subrutine de analiză a circuitelor electrice active, sau numai pasive,

de diferite complexități. Subrutinele folosesc, uneori, un model de joasă frecvență al tranzistorului, necorespunzător pentru scopul urmărit în această lucrare [32]. Ele sînt înregistrate în memoria calculatorului *în limbajul mașinii*, nu pot fi listate prin nici o instrucțiune, deci nu pot fi retușate.

Toate aceste programe calculează răspunsul circuitului la valori date ale frecvenței. Ele nu pot determina relațiile de calcul ale valorilor componentelor de corecție, ci pot determina aceste componente numai foarte lent, prin încercări.

Un loc aparte îl ocupă lucrarea [34] care prezintă o metodă bazată pe calculul determinanților, pentru a afla curenții și tensiunile într-un circuit electric liniar cu mai multe generatoare independente și comandate. Aceste variabile sînt tratate ca parametri simbolici și cuprinse pe diagonala principală a unei matrici, ceea ce permite calculul cu ușurință al determinanților rețelei, al curenților sau tensiunilor. Programul pentru calculator, în limbaj FORTRAN, are cam 4000 instrucțiuni. El poate genera diagrame Bode, curbe de senzitivitate etc. Timpul de calcul poate fi mult redus dacă același nume se atribuie mai multor variabile și dacă unele elemente se definesc numeric. Este exemplificată analiza unui amplificator cu 3 AO, sarcini rezistive, cuplaje prin condensatoare. Programul nu ajunge pînă la determinarea literală a coeficienților funcției de transfer, realizare care ar fi ușurat hotărîtor analiza oricărei rețele liniare.

În toate calculele numerice efectuate s-a folosit sistemul de unități V, mA, kΩ, nF, μs, MHz, deoarece astfel ordinele de mărime sînt cele mai mici, deci mai ușor de scris și de manevrat.

A. Considerînd valorile componentelor de corecție, A_{u_0}, f_s și AB funcții de mai multe variabile (parametrii tranzistorului, punctul de funcționare, componentele circuitului, impedanța generatorului), ele ar putea fi reprezentate într-un spațiu n-dimensional. Pentru a le reprezenta grafic (deci într-un spațiu bidimensional) se practică „străpungeri" ale acestui spațiu cu drepte de-a lungul căreia o singură variabilă (sau două legate printr-o relație liniară) își modifică valoarea. Se obține astfel o imagine a funcțiilor în *întregul* domeniu.

Programul A de analiză pe calculator calculează și reprezintă grafic dependența valorilor componentelor de corecție, a amplificării, benzii și produsului amplificare-bandă funcție de:

— rezistența internă a generatorului (R_g) în domeniul 6Ω ÷ 5 kΩ;
— rezistența din colector R_c în domeniul 100Ω — 10 kΩ;
— rezistența din emitor R_e în domeniul 10 mΩ — 10 kΩ;
— rezistențele din colector și emitor, simultan: $R_c = 2 \cdot R_e = 2 \cdot R_e$, în domeniul 100Ω — 10 kΩ.

Aceste intervale cuprind toate valorile interesante pentru un amplificator de *bandă largă*.

Calculele s-au efectuat, pentru fiecare tranzistor, pentru trei valori ale lui β aflate în raportul $\sqrt{2}$ (de exemplu 200, 282, și 400), valori care se pot întîlni la exemplare diferite din tipul de tranzistor considerat, sau la tipuri înrudite (BC 107, 108 sau 109 B, respectiv EFT 353, EFT 323). Calculele s-au efectuat la trei valori diferite ale curentului I_C(1, 2 și 4 mA), deci cu valorile modificate în consecință ale lui S, r_{bc}, C_c.

În atribuirea valorilor parametrilor tranzistoarelor, se neglijează variația factorului β și a capacității C_c cu punctul static de funcționare, ceea ce înseamnă abateri sub 10% în domeniul considerat [29], [30].

Calculele considerînd cîte o rezistență variabilă se efectuează atribuind celorlalte componente valoarea mijlocie: $R_g = 1{,}43$ kΩ; $R_c = 2$ kΩ; $R_e = 1$ kΩ. Pentru a cuprinde toate valorile interesante ale variabilelor, calculele se efectuează pentru rezistențe aflate în *raport* constant (ciclu cu pas multiplicativ, nu aditiv), deci graficele sînt trasate la scară logaritmică pentru rezistențe. Din această cauză, nu se poate atinge valoarea zero. Pentru R_c și R_v această valore nu este, oricum, interesantă, iar R_g nu o poate atinge, practic. Atingerea valorii zero de către R_e înseamnă de fapt, trecerea la alt tip de amplificator (de la II sau III la I etc.).

În circuitele integrate monolitice, componentele au valori care pot fi realizate, practic, cu toleranțe de 20% (deci destul de mari), dar *raportul* valorilor lor (R, β etc.) are valori foarte precise (abatere 1 ÷ ÷ 5%). Prezintă, deci, interes calculul performanțelor cînd rezistențele care compun amplificatorul propriu-zis (R_c și R_e) își modifică *simultan* valoarea, rămînînd într-un raport constant.

Calculele la valori diferite ale lui β pun în lumină efectul dispersiei parametrilor tranzistorului, iar cele funcție de I_c arată senzitivitatea circuitului în raport cu tensiunea de alimentare.

Graficele trasate de calculator prin puncte figurează simultan variația lui A_{u_0}, f_s, AB și a componentelor de corecție funcție de elementele considerate. Subrutina pentru trasarea graficelor alege scara reprezentării fiecărei funcții astfel încît domeniul ei de variație să se încadreze în lățimea hîrtiei de imprimantă. Fiecărei rezistențe variabile i se dă un șir de 30 valori, ceea ce asigură o reprezentare suficient de amănunțită a funcțiilor.

Programul principal și subrutina de grafic sînt comune pentru toate circuitele. Relațiile specifice fiecărui circuit (factorul de transfer și relațiile de calcul al elementelor de corecție) sînt introduse printr-o subrutină (TRAN) care se schimbă, bineînțeles, de la un circuit la altul și depinde de impunerea condiției M.L.A. sau M.L.P.


```
      READ FROM(CR/EBCDIC)
      MASTER
      REAL IC
      DIMENSION RE(30),RG(30),RC(30),RV(30),X(30),U(30),Y(30),Z(30)
      DIMENSION TK(30)
      WRITE(108,10001)
10001 FORMAT(1,///62X,'SSS',12X,'SSS'/63X,'SSS SSSSSSSS SSS'
     &/64X,15('S')/63X,'SSSSS      SSS SS'/62X,'SS  SSS  S SSS   SS'/61
     &X,'SS    SSS SSSS     SS',/61X,'SS     SSSSSS      SS'/61X,'SS
     &  S SSSS'/2(61X,21('S')/),79X,'SS'/63X,3('SSS    ')/65X,13('S')/67
     &X,9('S')/70X,'SSS'//////////)
      L=1
   60 IF(L-3) 11,42,42
   11 L=L+1
      M=0
      READ(105,100) B,FT,RB3,CC,IC
  100 FORMAT(5F6.3)
   50 M=M+1
      WRITE(108,26) B,IC
   26 FORMAT(10X,'BETA=',F7.3,10X,'CURENT COLECTOR =',F6.3//)
      N=1
      DO 1 I=1,30
      RE(I)=10.**(I/5.-5.)
      RC(I)=2.
    1 RG(I)=1.43
    4 CALL TRAN(B,FT,RB3,CC,IC,RE,RG,RC,X,U,Y,Z,TK)
    8 WRITE(108,102)
  102 FORMAT(7X,'RE',13X,'RC',13X,'RG',13X,'AUO',14X,'C OPTIM',13X,'BAND
     *A',11X,'AB'/)
      DO 2 I=1,30
    2 WRITE(108,10)  RE(I),RC(I),RG(I),X(I),U(I),Y(I),Z(I),TK(I)
   10 FORMAT(2X,4(F12.6,3X),F17.6,3X,3(F12.6,3X))
    6 GO TO (21,22,23,24),N
   21 CALL GRAF(X,U,Y,Z,N,RE)
  221 N=2
      DO 3 I=1,30
      RE(I)=1.
      RC(I)=.1*10.**(I/15.)
    3 RG(I)=1.43
      GO TO 4
   22 CALL GRAF(X,U,Y,Z,N,RC)
  222 N=3
      DO 5 I=1,30
      RE(I)=1.
      RC(I)=2.
    5 RG(I)=.005*10.**(I/10.)
      GO TO 4
   23 CALL GRAF(X,U,Y,Z,N,RG)
  223 N=4
      DO 7 I=1,30
      RV(I)=.01*10.**(I/10.)
      RE(I)=RV(I)
      RC(I)=RV(I)*2.
    7 RG(I)=1.43
      GO TO 4
   24 CALL GRAF(X,U,Y,Z,N,RV)
  224 GO TO (30,30,32,30,30,32,30,30,60),M
   30 B=B*SQRT(2.)
      GO TO 50
   32 IC=2.*IC
      B=B/2.
      GO TO 50
   42 STOP
      END
```

1. Programul *A*: programul principal

```
      SUBROUTINE GRAF(X,U,Y,Z,N,VAR)
      REAL KX,KY,KZ,KU
      INTEGER T,P,V,KV,Q,W,MIN,AXA
      DIMENSION X(30),U(30),Y(30),Z(30),LIN(110),VAR(30)
      DATA T/' '/,P/'.'/,V/'&'/,KV/'$'/,Q/'*'/,W/'#'/,MIN/'-'/,AXA/'I'/
      WRITE(108,62)
   62 FORMAT(/4X,'GRAFIC      AMPLIFICARE  $     C OPTIM  &    BANDA *
     1PRODUS BANDA-AMPLIFICARE #'                                /4X,99('0'),11
     2('1')/4X,9('0'),10('1'),10('2'),10('3'),10('4'),10('5'),10('6'),10
     3('7'),10('8'),10('9'),10('0'),'1'/4X,11('1234567890')/4X,110('-'))
      XM=X(1)
      XMI=X(1)
      DO 40 I=2,30
      IF(XM-X(I))50,50,51
   50 XM=X(I)
   51 IF(XMI-X(I))40,40,53
   53 XMI=X(I)
   40 CONTINUE
      DO 56 I=1,30
   56 IF(U(I).GE.60.) U(I)=60.
      UM=U(1)
      UMI=U(1)
      DO 43 I=2,30
      IF(UM-U(I))80,80,81
   80 UM=U(I)
   81 IF(UMI-U(I))43,43,83
   83 UMI=U(I)
   43 CONTINUE
      YM=Y(1)
      YMI=Y(1)
      DO 41 I=2,30
      IF(YM-Y(I))60,60,61
   60 YM=Y(I)
   61 IF(YMI-Y(I))41,41,63
   63 YMI=Y(I)
   41 CONTINUE
      ZM=Z(1)
      ZMI=Z(1)
      DO 42 I=2,30
      IF(ZM-Z(I))70,71,71
   70 ZM=Z(I)
   71 IF(ZMI-Z(I))42,42,73
   73 ZMI=Z(I)
   42 CONTINUE
      KX=(XM-XMI)/100.
      KU=(UM-UMI)/100.
      IF(KU.EQ.0.) KU=1.
      KY=(YM-YMI)/100.
      KZ=(ZM-ZMI)/100.
      K=5
      DO 12 I=1,30
      MX=(X(I)-XMI)/KX
      MU=(U(I)-UMI)/KU
      MY=(Y(I)-YMI)/KY
      MZ=(Z(I)-ZMI)/KZ
      IF((X(I)-XMI)/KX-MX-0.5)25,25,26
```



```
   26 MX=MX+1
   25 IF((U(I)-UMI)/KU-MU-0.5)32,32,33
   33 MU=MU+1
   32 IF((Y(I)-YMI)/KX-MY-0.5)27,27,28
   28 MY=MY+1
   27 IF((Z(I)-ZMI)/KZ-MZ-0.5)29,29,30
   30 MZ=MZ+1
   29 IF(I-K)160,161,162
  162 K=K+5
      GO TO 160
  161 DO 163 J=1,110
  163 LIN(J)=P
      GO TO 164
  160 DO 165 J=1,110
  165 LIN(J)=T
      DO 166 NN=10,110,10
  166 LIN(NN)=P
  164 LIN(1)=AXA
      LIN(MX+1)=KV
      LIN(MU+1)=V
      LIN(MY+1)=Q
      LIN(MZ+1)=W
      GO TO (210,211,212,214),N
  210 WRITE(108,220) I,(LIN(J),J=1,110),VAR(I)
  220 FORMAT(1X,I2,1X,110A1,2X,'RE=',F12.6)
      GO TO 12
  211 WRITE(108,221) I,(LIN(J),J=1,110),VAR(I)
  221 FORMAT(1X,I2,1X,110A1,2X,'RC=',F12.6)
      GO TO 12
  212 WRITE(108,222) I,(LIN(J),J=1,110),VAR(I)
  222 FORMAT(1X,I2,1X,110A1,2X,'RG=',F12.6)
      GO TO 12
  214 WRITE(108,224) I,(LIN(J),J=1,110),VAR(I)
  224 FORMAT(1X,I2,1X,110A1,2X,'RV=',F12.6)
   12 CONTINUE
      RETURN
      END
```

2. Programul *A*: subrutina de grafic.

Calculatorul folosește numai caractere latine majuscule, fără indici, de aceea au fost transcrise variabilele în consecință (I_c devine IC, R_g — — RG), cu precizarea că β devine B, r_b — RB3, k din relațiile 34—36 devine TK, iar coeficienții a, m, ... , ai relației (7) devin AMIC, MMIC etc.

Subrutinele TRAN sînt date la fiecare circuit în parte.

Programul B calculează direct senzitivitatea amplificării, benzii și produsului bandă-amplificare în raport cu componentele circuitului și cu parametrii tranzistorului, la cîteva valori ale lui R_g. Senzitivitatea este apreciată prin calculul funcției pentru două valori foarte apropiate ale variabilei și prin raportarea celor două *diferențe finite*, nu prin derivare propriu-zisă, care ar fi fost o operație mult mai dificilă și cu o îmbunătățire neînsemnată a preciziei.

Deoarece informațiile asupra senzitivității sînt concludente din programul A și acel program exprimă dependența în *întregul* domeniu de valori ale *tuturor* variabilelor, programul B s-a utilizat pe scară mai restrînsă.

Programul C calculează și trasează grafic la scară logaritmică dependența de frecvență a amplitudinii și fazei amplificării, pentru cinci valori date ale lui R_g. Sînt trasate pe același grafic curbele pentru valoarea optimă a componentei de corecție și pentru valori între $x_{optim}\sqrt{2}$ și $x_{optim}/\sqrt{2}$. Rezultă astfel senzitivitatea răspunsului în raport cu corecția. Programul calculează f_s atît cu relația aproximativă determinată de autor, cît și egalînd modulul amplificării cu $1/\sqrt{2}$ (relația completă, fără neglijarea termenilor de grad superior în $j\omega$), ceea ce permite aprecierea valabilității neglijării acestor termeni la diverse circuite, la diverse valori ale lui R_g.

În programul C, relațiile de calcul ale majorității circuitelor sînt incluse în programul principal, nu în subrutine. Prin cartelele de date se dau valorile lui R_g, se aleg circuitele pentru care se dorește calculul, se dau valorile componentelor și parametrii tranzistoarelor. Cartelele care transcriu relațiile de calcul pentru anumite circuite pot fi omise din program, dacă nu este calculat circuitul respectiv sau înlocuite cu relațiile altor circuite.

Relațiile și calculul circuitelor mai complicate — VIII și IX — sînt programe tip E, cuprinse în subrutine ale programului. De asemenea, subrutina RAD calculează frecvența la care $A(f)$ atinge —3dB și —20dB, subrutina CALC — partea reală și imaginară, apoi modulul și faza lui $A(f)$ „CVALPL" calculează părțile reală și imaginară ale polinoamelor în $j\omega$ de la numărătorul și numitorul lui $A(f)$, în „MLP" — componenta de corecție reală pozitivă care realizează o caracteristică MLP.

Tabelele și graficele amplificării și fazei sînt realizate de subrutina GRAF, succesiv pentru cele două tipuri de tranzistoare și pentru cele 5 valori R_g. Ele sînt trasate începînd cu o frecvență cu două decade sub cea mai mică valoare f_s, pînă cînd amplificarea cea mai mare scade la —20dB. Pentru a se trasa aceste tabele și grafice, indexările variabilelor sînt diferite de ale programului A.

D. Pentru a aprecia oportunitatea unui calcul literal atît de laborios, a fost elaborat și programul de analiză a circuitului prin rezolvarea directă a sistemului de ecuații cu coeficienți complecși care descrie funcționarea circuitului. La circuitele I, II, VI și XI, care nu au componente ajustabile pentru corecție, programul cere calculatorului destul de puțin timp. La celelalte circuite, găsirea valorii optime se face prin încercări: se atribuie componentei valori în intervalul în care se apreciază că se află valoarea optimă și se calculează prin puncte caracteris-


```
      READ FROM(CR/EBCDIC)
      MASTER
      DIMENSION RX(5),RP(5),CX(5),CP(5),CX1(5),CP1(5),RG(5),RGB(5),FS(5)
      DIMENSION A12(5),C12(5),A13(5),C13(5),A14(5),C14(5),A22(5),C22(5),
     1A23(5),C23(5),A24(5),C24(5),A25(5),C25(5),AX(6),BX(6),AT(5,5),BT(5
     2,5),AU0(5),AB(5),FS1(5),FO(5)
      DATA BLANC/' '/
      REAL IC,IC1
      WRITE(108,10001)
10001 FORMAT(////62X,'SSS',12X,'SSS'/63X,'SSS SSSSSSSS SSS'
     &/54X,15('S')/63X,'SSSSS      SSS SS'/62X,'SS  SSS  S SSS   SS'/61
     &X,'SS    SSS SSSS     SS',/61X,'SS     SSSSSS      SS'/61X,'SS
     &  S SSSS'/2(61X,21('S')/),79X,'SS',/63X,3('SSS    '),65X,13('S')/67
     &X,9('S')/70X,'SSS'//////)
      READ(105,4)(RG(I),I=1,5)
    4 FORMAT(5(F10.6))
      MK=1
    7 IF(MK.EQ.25) GO TO 99
      READ(105,1) NUMAR,OPTION,ALT,ISENZ
    1 FORMAT(I2,2A4,I4)
      READ(105,2) CC,IC,FT,B,RB3,RCE,RE,RC,
    2 FORMAT(8(F10.5))
      MK=MK+1
      LL=0
      OA=6.283*FT
      FB=FT/B
      OB=OA/B
      S=40.*IC
      RBE=B/S
      CE=S/OA
      RBC=RC*5./(RC+5.)
      RPR=(B+1.)*RE+RBE+RB3
      DO 3 I=1,5
    3 RGB(I)=RG(I)+RB3
      WRITE(108,5)(RG(I),I=1,5),(RGB(I),I=1,5),RCE,IC,B,FT,OA,CC,RC,S,
     1RBE,FB,OB,CE,NUMAR
    5 FORMAT(////'0',10X,'DATE SPECIFICE TRANZISTORULUI'/11X,30('*')/17X
     1,2HRG,5X,5(11X,F8.3)/16X,3HRGB,5X,5(11X,F8.3)//11X,4HRCE=,F8.3,8X,
     24H IC=,F8.3,7X,4H  B=,F8.3,7X,4H FT=,F8.3,7X,4H OA=,F8.3,7X,4H CC=
     3,F8.3/11X,4H RC=,F8.3,8X,4H  S=,F8.3,7X,4HRBE=,F8.3,7X,4H FB=,F8.3
     4,7X,4H OB=,F8.3,7X,4H CE=,F8.3///11X,'NR. CIRCUITULUI CERUT ',I2//)
      DO 130 J=1,5
      RX(J)=0.
      CX(J)=0.
      AX(J)=0.
  130 BX(J)=0.
      AX(1)=1.
      BX(1)=1.
      GO TO (61,62,63,64,65,66,67,68,69,70,71,72,73),NUMAR
  134 DO 131 J=1,5
      AT(J,K)=AX(J)
  131 BT(J,K)=BX(J)
      IF(LL.EQ.1) GO TO 221
      CALL RAD(AX,BX,N,M,0.01,1000.,100,50,3.,PR)
      FS1(I)=PR
      EMLA=2.*(AX(2)**2-2.*AX(3))-(BX(2)**2-2.*BX(3))
      FMLA=BX(3)**2-2.*BX(2)*BX(4)+2.*BX(5)-2.*(AX(3)**2-2.*AX(2)*AX(4)
     1+2.*AX(5))
      IF(FMLA.LE.0.) GO TO 126
      FS(I)=1./2./3.1415*SQRT((EMLA+SQRT(EMLA**2+4.*FMLA))/2./FMLA)
      GO TO 127
  126 FS(I)=FS1(I)
```

```
61 NIT=NIT+1
   RB=RRR
   IF(ABS(R-RB).GT..01) GO TO 13
68 RETURN
 3 NMI=1
   YIMI=ABS(YI(1))
   IF(LI-1) 33,38,33
33 DO 24 J=2,LI-1
   IF(ABS(YI(J))-YIMI) 35,35,24
35 YIMI=ABS(YI(J))
   NMI=J
24 CONTINUE
   YR(1)=TK(NMI+12)
   YI(1)=0.
   N=1
   GO TO (31,32),M
   END
```

4. Subrutina MLAP cu coeficienții circuitului III.

tica amplitudine-frecvență (eventual și fază-frecvență dacă sînt două componente de corecție). Operația se repetă pînă la obținerea preciziei necesare.

E. La circuitele cu două componente ajustabile și la cele la care valoarea optimă se determină dintr-o ecuație de grad superior, exemplele au fost calculate cu programe mici incluse apoi ca subrutine în programele *A* și *C*.

Astfel, algoritmele de calcul ale componentelor de corecție pentru două condiții M.L.A. și pentru condițiile M.L.A.P. (paragraful 2.1) sînt cuprinse în subrutina M.L.A.P. Alegerea condiției în care se calculează corecția se face prin indexul M : $M = 1$ pentru M.L.A., $M = 2$ pentru M.L.A.P. După folosirea algoritmelor se aleg soluțiile cu parte reală pozitivă. Aceste soluții se verifică în condițiile M.L.A. și M.L.A.P., deoarece algoritmele cresc gradul ecuațiilor și pot introduce soluții false. Dintre soluțiile reale, se alege cea care determină produsul AB maxim. Dacă nu există soluții reale, se alege soluția complexă (cu parte reală pozitivă) cea mai apropiată de axa reală, se admite soluția dacă tangenta fazei nu depășește valoarea YIMI și se calculează performanțele neglijînd partea imaginară.

Se dă spre exemplificare subrutina M.L.A.P. cu coeficienții circuitului III.

Pentru a evita iterațiile, se pot calcula corecția și performanțele cu îndeplinirea a două condiții M.L.A. cu ajutorul subrutinei M.L.A.Ā. așa cum s-a arătat în paragraful 2.2.

```
C       CALCULUL COEFICIENTILOR  MMIC,NMIC,AMIC,BMIC  ETC., APOI FS,AUO,AB
C
        AMIC=AY*RX(I)*CX(I)+AX*RX(I)+AL
        BMIC=BY*RX(I)*CX(I)+BX*RX(I)+BL
        CMIC=CY*RX(I)*CX(I)+CZ*RX(I)+CL
        DMIC=DY*RX(I)*CX(I)+DX*RX(I)+DL
        MMIC=RX(I)*CX(I)*(MXY*RX(I)+MY)+MXX*RX(I)**2+MX*RX(I)+ML
        NMIC=RX(I)*CX(I)*(NXY*RX(I)+NY)+NXX*RX(I)**2+NX*RX(I)+NL
        QMIC=RX(I)*CX(I)*(QXY*RX(I)+QY)+QXX*RX(I)**2+QX*RX(I)+QL
        A(6)=2.*TMIC**2-EMIC**2
        A(5)=2.*(RMIC**2-2.*QMIC*TMIC)-(DMIC**2-2.*CMIC*EMIC)
        A(4)=2.*(QMIC**2-2.*(NMIC*RMIC-MMIC*TMIC)+BMIC*DMIC-AMIC*EMIC)
       1-CMIC**2
        A(3)=2.*(NMIC**2-2.*(MMIC*QMIC-RMIC)+AMIC*CMIC-DMIC)-BMIC**2
        A(2)=2.*(MMIC**2-2.*NMIC)-(AMIC**2-2.*BMIC)
        A(1)=1.
        N=5
        II=1
        PL(1)=PL1F
        PL(2)=PL2F
        GO TO 8
      5 FS(I)=SQRT(XR(1))/6.283
        PL1F=2.*XR(13)
        PL2F=PL1F**2/4.-XY(13)**2
        AUO(I)=B*RC/(RGB+RBE+(B+1.)*RX(I))
        AB(I)=FS(I)*AUO(I)
      4 CONTINUE
        ABMX=0.
        DO 7 I=1,IX
        IF(ABMX-AB(I)) 2,2,7
      2 ABMX=AB(I)
        NRM=I
      7 CONTINUE
        C=CX(NRM)
        R=RX(NRM)
        AUO=AUO(NRM)
        FS1=FS(NRM)
        RETURN
C
     17 R=0.
        C=0.
        FS1=0.
        RETURN
        END
```

5. Subrutina MLAA cu coeficienții circuitului III.

Subrutina TRAN pentru condiția M.L.P. determină componentele de corecție din ecuația (21) și alege soluțiile reale pozitive mai mici decît valoarea optimă pentru condiția M.L.A. Dintre acestea, este aleasă soluția care determină banda cea mai largă. Dacă nu există soluții reale pozitive, este reținută partea reală a soluțiilor complexe, dacă este pozitivă. Se dă ca exemplu subrutina M.L.P. cu coeficienții circuitului III.

Calculul circuitelor VIII și IX va fi inclus în prezentarea circuitelor respective.

```
C       C O N D I T I A   M.L.P.
        A(1)=YA**3-YM**3-3.*(YA*YB-YM*YN-YC+YQ)
        A(2)=3.*(XA*YA**2-XM*YM**2-YA*XB-XA*YB+YM*XN+XM*YN+XC-XQ)
        A(3)=3.*(XA**2*YA-XM**2*YM-XA*XB+XM*XN)
        A(4)=XA**3-XM**3
        CALL F4BAIRSTOW(N,N1,N43,A(1),G(1),CONST,IMAX,PL,CR(1),CI(1),K)
        M=K(1)
        IF(M.EQ.-1.OR.M.GT.N)M=N
        L=0
C       SE ELIMINA SOLUTIILE CU PARTE REALA NEGATIVA, SAU MAI MARE DECIT PT. MLA
        DO 10 J=1,M
        IF(CR(J)) 31,31,32
   31   L=L+1
        GO TO 10
   32   IF(CR(J)-TK(I)) 34,34,31
   34   CR(J-L)=CR(J)
   10   CONTINUE
        IMARK=M-L
        IF(IMARK) 42,42,33
C       SE PASTREAZA SOLUTIILE REALE
   33   L=0
        DO 20 J=1,IMARK
        IF(ABS(CI(J)/CR(J))-EPS) 22,22,21
   21   L=L+1
        GO TO 20
   22   CR(J-L)=CR(J)
   20   CONTINUE
        IM=IMARK-L
        IF(IM) 48,48,47
   48   CR(1)=CR(IMARK)
        GO TO 41
   42   CR(1)=0.
   41   IM=1
        JJ=1
        GO TO 43
   47   DO 45 JJ=1,IM
   43   AUO=B*RC(I)/R
        IF(CR(JJ).GT.20.) CR(JJ)=20.
C       SE CALCULEAZA COEFICIENTII, AUO, FS
        AMIC=YA+XA*CR(JJ)
        BMIC=YB+XB*CR(JJ)
        CMIC=YC+XC*CR(JJ)
        MMIC=YM+XM*CR(JJ)
        NMIC=YN+XN*CR(JJ)
        QMIC=YQ+XQ*CR(JJ)
        EMLA=2.*(MMIC**2-2.*NMIC) -(AMIC**2-2.*BMIC)
        FMLA=BMIC**2-2.*(AMIC*CMIC-DMIC+NMIC**2-2.*(MMIC*QMIC-RMIC))
        FS=0.
        IF(FMLA) 45,45,14
   14   FS=SQRT((EMLA+SQRT(EMLA**2+4.*FMLA))/2./FMLA)/6.283
   45   F(JJ)=FS
C       SE ALEGE SOLUTIA CARE DETERMINA FS MAXIM
        FS=0.
        DO 44 JJ=1,IM
        IF(FS-F(JJ)) 46,46,44
   46   FS=F(JJ)
        NM=JJ
   44   CONTINUE
        IF(IM.NE.0) C=CR(NM)
        X(I)=AUO
        U(I)=C
        Y(I)=FS
        Z(I)=X(I)*Y(I)
    2   CONTINUE
        RETURN
        END
```

6. Subrutina MLP cu coeficienții circuitului III.

2.3. METODICA VERIFICĂRILOR EXPERIMENTALE

Valabilitatea modelelor și aproximațiilor adoptate a fost verificată experimental, pentru fiecare din cele două tipuri de tranzistoare (EFT 352 și BC 107A), la curentul $I_c = 1$ mA, pentru cinci valori ale impedanței generatorului, între 0 și 5 kΩ.

Deoarece nu se poate evalua exact contribuția atenuatorului de la intrare, a cablurilor și a osciloscopului la scăderea nivelului semnalului la frecvențe înalte, semnalele de la *intrarea* și *ieșirea* amplificatorului propriu-zis se culeg cu *două sonde identice* și se aplică la intrarea celor două canale ale *aceluiași osciloscop*. Deoarece interesează raportul celor două semnale, multe din influențele parazite sînt înlăturate.

Pentru a micșora perturbația electromagnetică, circuitul s-a realizat pe cablaj imprimat dublu placat: o față conținea conexiunile și piesele, iar cealaltă — o zonă continuă — masa (cu decupaje numai în dreptul conexiunilor punctelor „calde" de pe prima față, pentru a scădea capacitățile parazite). Cablajul este capsulat într-o carcasă-ecran de tablă de aluminiu, prin care trec cablurile de semnal (ecranate) și firele de alimentare.

Cu aceste precauții au fost eliminate frecvențele proprii de rezonanță ale montajului de măsură și semnalele parazite care produceau, la montajele mai puțin îngrijite, caracteristici amplitudine-frecvență cu mai multe maxime și minime la frecvențe independente de circuitul măsurat.

Componentele de corecție au fost determinate prin încercări, conectînd succesiv piese de gabarit mic cu valori diferite. Nu s-au folosit condensatoare ajustabile, deoarece gabaritul și construcția lor determinau capacități parazite importante, mai ales la circuitele cu tranzistorul EFT 353, la care capacitățile optime sînt de 0,1 ÷ 6 nF.

Determinarea valorii optime a componentelor de corecție pentru a realiza caracteristica M.L.A. se poate face cu vobuloscopul, mult mai rapid decît cu generator și osciloscop, dar mai puțin precis și intervin mult mai supărător fenomenele parazite menționate. În afară de aceasta, vobulatorul generează semnal numai începînd de la 0,5 MHz, deci nu poate fi folosit la circuitele cu tranzistorul EFT 352. Din aceste motive, măsurările au fost efectuate, *toate*, cu generator și osciloscop, eventual folosind informațiile aproximative date de vobulator asupra valorii optime pentru corecție și a frecvenței-limită realizate.

Pentru fiecare tip de amplificator, rezultatele experimentale sînt prezentate comparativ cu cele calculate. Nu se menționează valoarea

măsurată a lui A_{u_0}, deoarece ea a coincis întotdeauna cu valoarea calculată. A_{u_0} a fost de fapt, un criteriu de evaluare a parametrilor tranzistoarelor.

Nu se poate realiza $R_g = 0$, ci $R_{g\,min} \approx 9\Omega$ în măsurările efectuate. Deosebirea este destul de însemnată la amplificatoarele cu BC 107A.

Măsurările au fost efectuate în laboratoarele facultății Electronică și Telecomunicații din Institutul Politehnic — București.

3. PERFORMANȚELE AMPLIFICATOARELOR DE BANDĂ LARGĂ

3.1. AMPLIFICATORUL I CU REZISTENȚĂ DECUPLATĂ ÎN EMITOR

Acesta este tipul cel mai obișnuit de amplificator și a fost tratat pe larg în literatură, cu tuburi și cu tranzistoare. La acest circuit, „unilateralizarea" circuitului echivalent al tranzistorului [2], [14], [15], [62], [63], [64] determină erori neglijabile, de aceea este totdeauna folosită.

Amplificatorul I este tratat aici fără unilateralizare, pentru comparație cu cele corectate.

3.1.1. Amplificatorul cu un etaj are schema din figura 11 și circuitul echivalent din figura 13. Funcționarea circuitului este descrisă de sistemul de ecuații

$$\begin{cases} u_c = -R_c[Su + j\omega C_c(u_c - u)] \\ e = R_{gb}i + u \\ u = [i + j\omega C_c(u_c - u)]\dfrac{r_{be}}{1 + j\omega C_c r_{be}} \end{cases} \tag{43}$$

Se obține destul de ușor factorul de transfer $\frac{u_c}{e}$ de forma (7) cu coeficienții incluși în subrutina TRAN.

Coeficienții b și m se pot neglija în raport cu a în orice situație. Rezultă frecvența-limită

$$f_s = \frac{1}{2\pi a} = f_\beta \frac{R_{gb} + r_{be}}{R_{gb}} : \left[1 + \frac{C_c}{C_e}\left(1 + R_c S + \frac{R_c}{r_{be}} + \frac{R_c}{R_{gb}}\right)\right], \tag{44}$$

deci produsul amplificare-bandă

$$AB = \frac{f_T}{R_{gb}} : \left[\frac{1}{R_c} + \frac{C_c}{C_c}\left(\frac{1}{R_c} + S + \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R_{gb}}\right)\right] \qquad (45)$$

Se observă că produsul AB este aproximativ invers proporţional cu R_{gb}.

```
      SUBROUTINE TRAN(B,FT,RB3,CC,IC,RE,RG,RC,X,U,Y,Z,TK)
C
C        AMPLIFICATOR CU REZISTENTA DECUPLATA IN EMITOR , CU UN ETAJ
C
      DIMENSION RE(30),RG(30),RC(30),X(30),U(30),Y(30),Z(30),TK(30)
      REAL MMIC,NMIC,IC
      S=40.*IC
      RBE=B/S
      OB=6.283*FT/B
      CE=1./RBE/OB
      CS=.005
      DO 2 I=1,30
      RGB=RG(I)*RB
      TK(I)=0.
      AUO= B*RC(I)/(RBE+RGB)
      AMIC=RGB/(RGB+RBE)/OB*RC(I)*CC*RBE*(S*RGB+1.)/(RGB+RBE)
      BMIC=CC*RC(I)*RGB/(RGB+RBE)/OB
      MMIC=-CC/S
      AMIC=AMIC+RC(I)*CS
      BMIC=BMIC+RC(I)*CS*(1.+CC/CE)/OB*RGB/(RGB+RBE)
      EMLA=2.*(MMIC**2-2.*NMIC) -(AMIC**2-2.*BMIC)
      FMLA=BMIC**2-2.*(AMIC*CMIC-DMIC+NMIC**2-2.*(MMIC*QMIC-RMIC))
   14 FS=SQRT((EMLA+SQRT(EMLA**2+4.*FMLA))/2./FMLA)/6.283
      X(I)=AUO
      U(I)=C
      Y(I)=FS
    2 Z(I)=X(I)*Y(I)
      RETURN
      END
```

7. Subrutina TRAN pentru amplificatorul I cu un etaj

În literatură se dau, de obicei [14], [15] relaţiile:

$$A_{i_0} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_c} \approx h_{21} = \beta \qquad (46)$$

$$A_{u_0} = \frac{-h_{21}R_c}{h_{11} + \Delta h R_c} \approx -\frac{h_{21}}{h_{11}}R_c \qquad (47)$$

care este amplificarea de la tensiunea aplicată pe bază la tensiunea obţinută pe colector, deci nu ţine seama de încărcarea generatorului, de aceea se va folosi pentru calculul amplificării A_{u_0} relaţia (8).

Admiţînd unilateralizarea, funcţia de transfer are un singur pol ($b = m = 0$), deci se obţine frecvenţa-limită

$$f_s' = f_\beta \frac{R_{gb} + r_{b'}}{R_{gb}} : \left[1 + \frac{C_c}{C_e}(1 + R_c S)\right] \qquad (48)$$

cu o valoare foarte apropiată de cea care rezultă din relaţia (44), în orice situaţie, mai ales cînd $R_g \gg \frac{1}{S}$. La acest circuit, unilateralizarea *este* o aproximaţie valabilă. Evident, ea nu afectează valoarea A_{u_0}.

La acest amplificator contează numai capacitatea parazită aflată în paralel cu rezistenţa R_c. Contribuţia ei se pune în evidenţă înlocuind în expresia factorului de transfer rezistenţa R_c prin $R_c/(1 + j\omega R_c C_s)$. Rezultă în relaţia (7) N şi D de *aceleaşi grade* ca şi atunci cînd se consideră $C_s = 0$, deci C_s *nu introduce încă un pol*. Modificările coeficienţilor sînt date în subrutina TRAN, separat, pentru a fi mai evidente.

Coeficientul m este neschimbat, deci se poate neglija, dar, la valorile obişnuite ale capacităţii parazite C_s într-un montaj îngrijit (2 ÷ ÷ 10 pF), b începe să conteze la circuitele cu banda foarte largă. El poate conta la circuitele cu tranzistorul BC 107A, dar nu la EFT 352.

Neglijînd b şi m şi considerînd $C_s = 5$ pF, rezultă valorile calculate înscrise în tabelul 2, în comparaţie cu cele măsurate pe montajul experimental. Valoarea $C_s = 5$ pF rezultă din însumarea capacităţii de intrare a repetorului (cam 3,2 pF, deoarece tranzistorul BC 177 are $C_s =$ = 3 pF) şi a capacităţilor parazite ale montajului.

Tabelul 2.

Performanţele amplificatorului I cu un etaj

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u_0} calculat	f_s(MHz) calculat fără C_s	f_s(MHz) calculat cu $C_s =$ = 5 pF	f_s(MHz) măsurat	AB(MHz) calculat fără C_s	AB(MHz) calculat cu $C_s =$ = 5 pF	f_s(MHz) calculat fără C_s cu $C_e' =$ = $10C_e$
EFT 352	5	−15,5	0,0208	0,02075	0,0191	0,322	0,321	
„	1,43	−34,7	0,0296	0,0295	0,030	1,028	1,024	
„	0,37	−55	0,0529	0,0528	0,060	2,905	2,902	
„	0,05	−66,7	0,0975	0,0973	0,102	6,5	6,49	
„	0	−69	0,116	0,1157	0,107*	8	7,98	
BC 107A	5	−40	0,236	0,232	0,255	9,45	9,29	0,132
„	1,43	−61,7	0,510	0,496	0,530	31,5	30,65	0,303
„	0,37	−73,8	1,452	1,332	1,405	107,2	98,2	0,883
„	0,05	−78,4	1,92	3,76	2,8	387	295,5	3,29
„	0	−80	8,25	5,43	4,432*	660	435	6,02

Se constată o foarte bună concordanţă între f_s calculat ţinînd seama de capacitatea C_s şi f_s măsurat. Capacităţile parazite contează numai la tranzistorul BC 107, cînd $R_g < 10\ r_b$.

3.1.2. Amplificatorul cu două etaje (fig. 14) se calculează folosind impedanța de intrare Z_i a unui etaj. Din sistemul (43) rezultă, neglijînd termenii de gradul 2 în $j\omega$.

$$Z_i = (r_{be} + r_b)\,\frac{1 + j\,\frac{\omega}{\omega_\beta}\cdot\frac{r_b}{r_{be}+r_b}\left[1 + \frac{C_c}{C_e}\left(1 + R_cS + \frac{R_c}{r_{be}} + \frac{R_c}{r_b}\right)\right]}{1 + j\,\frac{\omega}{\omega_\beta}\left[1 + \frac{C_c}{C_e}\left(1 + R_cS + \frac{R_c}{r_{be}}\right)\right]} \tag{49}$$

Dacă se ține seama de C_s, se modifică termenii de gradul 2 care fuseseră neglijați deoarece duceau la erori sub 5% la BC 107A și sub 1% la EFT 352. Erorile sînt atît de mici pentru că al doilea etaj este comandat de un generator cu $R_g = 1{,}43$ kΩ, deci amplificatorul cu două etaje nu poate avea bandă mai largă decît a amplificatorului cu un etaj la $R_g = 1{,}43$ kΩ. Banda este în acest caz mai mică decît f_β.

S-a calculat amplificarea totală ca produs al amplificării celor două etaje, folosind de două ori relațiile A_{u_0}, a, b, m din subrutina TRAN prezentată. Înlocuind în aceste relații rezistența R_c cu $(R_c \| Z_i)$, se obține amplificarea primului etaj. Amplificarea etajului al doilea rezultă din aceleași relații, pentru $R_g = 0$, deoarece în expresia amplificării primului etaj s-a calculat raportul dintre tensiunea pe colectorul

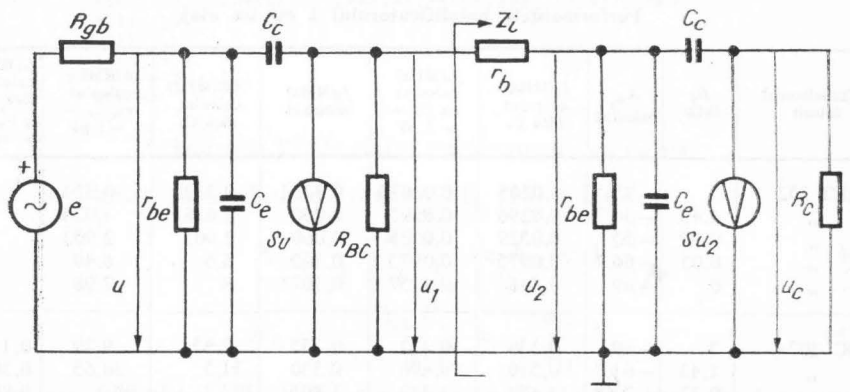

Fig. 14. Circuitul echivalent al amplificatorului cu R_g decuplată, cu două etaje.

primului tranzistor (deci *direct pe baza* tranzistorului al doilea) și tensiunea dată de generator. Această expresie a ținut seama de impedanța de intrare a etajului al doilea. Dacă în relația amplificării etajului al doilea am considera $R_g \neq 0$, ar însemna să luăm în calcul în *două rînduri* impedanța de intrare a acestui etaj, ceea ce nu ar fi corect.

Se neglijează termenii de grad superior lui 2 de la numitor și cele două nuluri și rezultă, cu erori sub 5%, o funcție de transfer cu doi poli reali negativi de frecvențe f_1 și f_2:

$$f_1 = f_\beta\,\frac{r_{be} + r_b + R_{BC}}{r_b + R_{BC}} : \left[1 + \frac{C_c}{C_e}\,(1 + R_cS)\right] \tag{50}$$

$$f_2 = f_\beta\,\frac{r_{be} + R_{gb}}{R_{gb}} : \left[1 + \frac{C_c}{C_e}\,R_{BC}\left(S + \frac{1}{R_{gb}}\right)\right] \tag{51}$$

Amplificarea la frecvențe medii și coeficienții din subrutina TRAN sînt dați în imprimanta 8:

```
      SUBROUTINE TRAN(B,FT,RB3,CC,IC,RE,RG,RC,X,U,Y,Z,TK)
C
C     AMPLIFICATOR CU RE DECUPLAT CU DOUA ETAJE
C
      DIMENSION RE(30),RG(30),RC(30),X(30),U(30),Y(30),Z(30),TK(30)
      REAL MMIC,NMIC,IC
      S=40.*IC
      RBE=B/S
      OB=6.283*FT/B
      CE=1./RBE/OB
      DO 2 I=1,30
      RGB=RG(I)+RB3
      TK(I)=0.
      RBC=5.*RC(I)/(5.+RC(I))
      AUO=B*RC(I)/(RBE+RGB)*B*RBC/(RB3+RBE+RBC)
      MMIC=-2.*CC/S
      NMIC=(CC/S)**2
      A1=((RB3+RBC)*(CE+CC*(1.+RC(I)*(S+1./RBE)))+CC*RC(I))*RBE/(RBE+RB3
     1+RBC)
      A2=RGB/(RBE+RGB)*(RBE*(CE+CC)+RBC*CC*(B+1.+RBE/RGB))
      AMIC=A1+A2
      BMIC=A1*A2
      EMLA=2.*(MMIC**2-2.*NMIC) -(AMIC**2-2.*BMIC)
      FMLA=BMIC**2-2.*(AMIC*CMIC-DMIC+NMIC**2-2.*(MMIC*QMIC-RMIC))
   14 FS=SQRT((EMLA+SQRT(EMLA**2+4.*FMLA))/2./FMLA)/6.283
      X(I)=AUO
      U(I)=C
      Y(I)=FS
    2 Z(I)=X(I)*Y(I)
      RETURN
      END
```

8. Coeficienții din subrutina TRAN pentru amplificatorul I cu două etaje.

Se observă că f_1 și al doilea factor al amplificării A_{u_0} nu depind de R_g. Intuitiv, dar neriguros, se poate considera că acești factori se datorează etajului al doilea, iar ceilalți doi factori — primului etaj. Primul factor al lui A_{u_0} este exact amplificarea unui singur etaj de acest tip.

Folosind unilateralizarea, s-ar fi obținut, bineînțeles, aceeași relație pentru A_{u_0}, dar și pentru f_1. Ar fi rezultat, în schimb, altă frecvență pentru al doilea pol:

$$f_2' = f_\beta \frac{r_{be} + R_{gb}}{R_{gb}} : \left[1 + \frac{C_c}{C_e}\left(1 + R_{BC} S \frac{r_{be} + r_b}{r_{be} + r_b + R_{BC}}\right)\right] > f_2 \qquad (52)$$

Dacă f_1 și f_2 au valori apropiate, se poate considera în locul celor doi poli un pol dublu de frecvență f_0:

$$f_0 = \frac{2 f_1 f_2}{f_1 + f_2} \qquad (53)$$

și frecvența-limită va fi dată de relația [1], [14].

$$f_s = f_0 \sqrt{\sqrt{2} - 1} = 0{,}64 f_0 \qquad (54)$$

Datorită benzii mai înguste, la amplificatorul cu două etaje se poate neglija efectul capacităților parazite. Pentru primul etaj, acestea sînt oricum mult mai mici decît capacitatea de intrare a etajului al doilea. Pentru un calcul mai riguros, se consideră capacitatea C_s în paralel cu rezistența R_c la al doilea etaj și rezultă o valoare f_1'' modificată în același mod ca la amplificatorul cu un etaj:

$$\frac{1}{f_1''} = \frac{1}{f_1} + 2\pi R_c C_s \qquad (55)$$

Valorile calculate și experimentale sînt prezentate în tabelul 3.

La amplificatorul *I* cu 2 etaje, banda crește mai puțin cînd scade rezistența R_g, deoarece f_1 este independent de R_g. De aceea AB crește și el mai încet, avantajul față de amplificatorul cu un etaj fiind maxim la $R_g = \infty$. Cînd $R_g = 0$, produsul AB al amplificatorului cu 2 etaje este abia de 3—6 ori mai mare decît al celui cu un singur etaj. Cînd $R_g = \infty$, banda este apropiată de a amplificatorului cu un etaj (chiar mai mare la BC 107A).

La amplificatorul *EC* (emitor comun, R_e fiind decuplată) *se poate* folosi unilateralizarea, întrucît determină erori sub 10% și simplifică mult calculele, mai ales la două sau mai multe etaje.

3.1.3. Senzitivitatea amplificatorului *I*. La circuitul cu un etaj se vede direct că senzitivitatea amplificării A_{u_0} în raport cu β și R_e este 1.

Senzitivitatea lui A_{u_0} și f_s în raport cu rezistența R_g este mare, mai ales cînd R_g este mic și cînd raportul C_c/C_e este mare (la BC 107A).

Valorile f_s măsurate, în rîndurile cu $R_g = 0$, sînt înscrise cu asterisc în tabelul 2, deoarece deosebirea este sensibilă între valorile f_s la

Tabelul 3.

Performanțele amplificatorului I cu două etaje

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u_0} calculat	f_2 (MHz) calculat	f_s (MHz) calculat fără C_s	f_s(MHz) calculat cu C_s = 5pF	f_s(MHz) măsurat	AB (MHz) calculat cu C_s = 5 pF	f_s (MHz) calculat fără C_s cu C_e' = = 10 C_e
EFT 352	5	386	0,02415	0,0173	0,0172	0,0175	6,69	
f_1=0,0301 MHz	1,43	864	0,0345	0,0206	0,0205	0,02	17,8	
f_1''=0,03 MHz	0,37	1370	0,058	0,0241	0,024	0,0236	33,1	
A'_{u_0} = 24,9	0,05	1665	0,113	0,0275	0,0274	0,0262	45,8	
„	0	1720	0,143	0,029	0,029	0,0324	49,9	
BC 107A	5	1760	0,326	0,245	0,239	0,25	431	0,132
f_1= 0,520 MHz	1,43	2715	0,712	0,385	0,375	0,35	1048	0,201
f_1'' = 0,504 MHz	0,37	3250	2,1	0,44	0,428	0,43	1430	0,266
A'_{u_0} = 44	0,05	3450	6,82	0,51	0,495	0,483	1760	0,292
„	0	3520	11,4	0,520	0,504	0,490	1830	0,297

$R_g = 0$ și la $R_g = 9\Omega$ (valoarea reală a lui R_g, cu care au fost efectuate măsurările). Calculele sînt efectuate pentru $R_g = 0$.

Senzitivitatea benzii în raport cu C_e și C_c este destul de mare și cu atît mai mare cu cît capacitatea respectivă este mai mare în raport cu cealaltă. Ea este mai mare la valori mari ale lui R_g și la amplificatorul cu două etaje, așa cum rezultă din tabelele 2 și 3, din ultima coloană.

Senzitivitatea benzii în raport cu C_s este mai mare la frecvențe f_s mari (BC 107A, C_c mic, R_g mic), așa cum este firesc.

La circuitul cu 2 etaje, senzitivitatea amplificării A_{u_0} în raport cu diverși parametri este, practic, dublă față de circuitul cu un etaj, numai senzitivitatea în raport cu R_g rămîne neschimbată.

Senzitivitatea benzii în raport cu diverșii parametri rămîne practic egală cu cea de la un etaj, cu excepția senzitivității în raport cu rezistența R_g, care scade mult, mai ales la R_g mic.

Acest tip de amplificator nu poate fi realizat cu circuit integrat, deoarece condensatorul de decuplare trebuie să aibă valori mari. În circuitele monolitice se folosește *amplificatorul diferențial*, a cărui amplificare este exprimată de *aceleași relații* ca și pentru amplificatorul I_c.

3.2. AMPLIFICATORUL II CU REZISTENȚĂ NEDECUPLATĂ ÎN EMITOR

Amplificatorul II este mult mai puțin tratat în literatură [67], [62], [46] și tot folosind unilateralizarea, deși se va arăta că ea determină la acest circuit erori mai mari. În [46] este descris circuitul cu tuburi. În [62] circuitul este luat în considerare numai ca amplificator cu sarcina divizată (în colector și în emitor).

Transcriind relațiile din [67] cu simbolurile din lucrarea de față, se obține:

$$A_{u_0} = -\frac{\beta R_c}{R'} \tag{56}$$

$$\frac{1}{2\pi f_s} = \frac{(\beta R_e + r_{be})R_{gb}}{R'}\left[\frac{C_e}{SR_e + 1} + C_c\left(1 + \beta\frac{R_c}{R'}\right)\right] \tag{57}$$

unde

$$R' = \beta R_e + r_{be} + R_{gb}$$

În lucrarea [67] se arată că, dacă $(1 + SR_e)\, r_{be} \gg R_{gb}$, atunci

$$\frac{1}{2\pi f_s} \approx R_{gb}\left[\frac{C_e}{SR_e + 1} + C_c\left(1 + \beta\frac{R_c}{R'}\right)\right] \tag{58}$$

iar dacă este îndeplinită și inegalitatea $R_e \gg 1/S$, atunci

$$A_{u_0} \approx -\frac{R_c}{R_e} \tag{59}$$

$$\frac{1}{2\pi f_s} \approx R_{gb}\left[\frac{C_e}{SR_e} + C_c\left(1 + \frac{R_c}{R_e}\right)\right] \tag{60}$$

ceea ce pune în evidență senzitivitatea *mică* a performanțelor acestui circuit în raport cu parametrii tranzistorului, deci și cu I_c.

Datorită impedanței de intrare mari a acestui amplificator, pot fi conectate în cascadă două sau mai multe etaje, fără a fi afectată, practic, valoarea A_{u_0} a fiecăruia din ele.

3.2.1. Amplificatorul cu un etaj are schema și circuitul echivalent prezentate în figura 15.

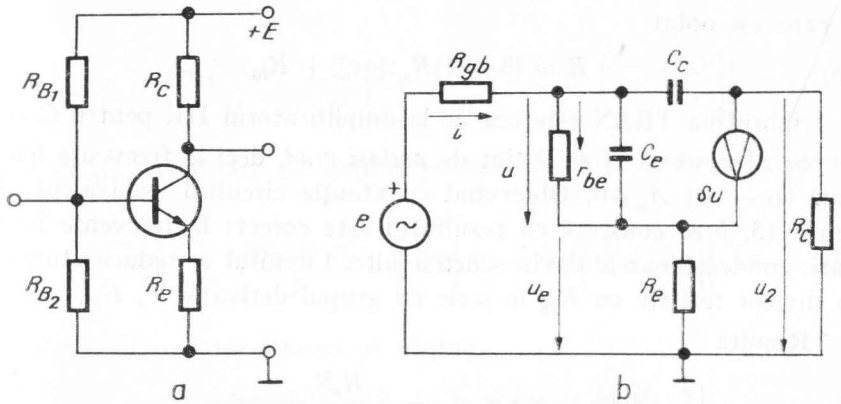

Fig. 15. Amplificatorul cu rezistență nedecuplată în emitor, cu un etaj: *a* — schema; b — circuitul echivalent.

Funcționarea circuitului este descrisă de sistemul de ecuații

$$\begin{cases} e = R_{gb}i + u + u_e \\ u = i' r_{be}/(1 + j\omega r_{be}C_e) \\ u_e = R_e(i' + Su) \\ u_c = -R_c[Su + j\omega C_c(u_c - u - u_e)] \\ i = i' - j\omega C_c(u_c - u - u_e) \end{cases} \tag{61}$$

Calculul conduce la un factor de transfer de forma (7), cu coeficienții

$$A_{u_0} = -\frac{\beta R_c}{R} \tag{62}$$

$$a = \frac{R_{gb} + R_e}{\omega_\beta R} + C_c\left[R_c + R_{gb}\frac{\beta R_c + R - R_{gb}}{R}\right]$$

$$b = \frac{1}{\omega_\beta} \cdot C_c \frac{(R_e + R_c)R_{gb} + R_e R_c}{R} \tag{63}$$

$$m = -C_c\left(R_c + \frac{R_e}{\beta} + \frac{1}{S}\right) = -C_c\frac{R - R_{gb}}{\beta}$$

$$n = -\frac{1}{\omega_\beta}\cdot C_c\frac{R_e}{\beta}$$

în care s-a notat

$$R = (\beta + 1)R_e + r_{be} + R_{gb}$$

Subrutina TRAN este cea de la amplificatorul III, pentru $C = 0$.

Se observă că N și D sînt de *același grad*, deci la frecvențe foarte mari ($\omega \to \infty$) $A_u \neq 0$. Observînd cu atenție circuitul echivalent din figura 15, *b* se constată că rezultatul este corect: la frecvențe foarte mari, condensatoarele devin scurtcircuite. Circuitul se reduce atunci la un divizor rezistiv cu R_{gb} în serie cu grupul derivație R_e R_c.

Rezultă

$$A_u(\omega \to \infty) = \frac{R_eR_c}{R_{gb}(R_e + R_c) + R_eR_c} \tag{64}$$

Din relațiile (63) este evident că

$$A_u(\omega \to \infty) = A_{u_0}\cdot\frac{n}{b} \tag{65}$$

Performanțele amplifica

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u_0} calculat	f_s(MHz) calculat fără C_s
EFT 352	5	−1,741	0,139
	1,43	−1,856	0,355
	0,37	−1,893	0,745 (0,524)
	0,05	−1,905	1,198 (0,674)
	0	−1,906	1,326 (0,69)
BC 107A	5	−1,895	2,09
	1,43	−1,928	5,93
	0,37	−1,938	14,45 (13,9)
	0,05	−1,941	29,38 (19,4)
	0	−1,942	34,50 (24,3)

ceea ce conduce la aceeași valoare. Este doar o verificare a corectitudinii calculului, deoarece la frecvențe foarte mari contează, desigur, capacitățile parazite și amplificarea tinde spre zero.

Se pot neglija termenii de gradul 2 în jω și, în general, termenul de gradul 1 de la numărător, așa încît expresia lui f_2 se recunoaște ușor:

$$f_s \approx \frac{1}{2\pi a} = f_\beta:\left\{\frac{R_{gb} + R_e}{R} + \frac{C_c}{C_e}\left[\frac{R_c}{r_{be}} + \frac{R_{gb}}{R}\cdot\frac{\beta R_c + R - R_{gb})}{r_{be}}\right]\right\} \tag{66}$$

Cu mici neglijări se obține pentru produsul amplificare-bandă relația

$$AB \approx f_T:\left\{\frac{R_{gb} + R_e}{R_c} + \frac{C_c}{C_e}S\left[R_e + R_{gb}\left(1 + \frac{R_e}{R_c}\right)\right]\right\} \tag{67}$$

Folosind unilateralizarea se obține

$$f_s' = f_\beta\frac{\beta R_e + R_{gb}}{R_e + R_{gb}}:\left[1 + \frac{C_c}{C_e}\left(R_c + \frac{R_{gb}R_e}{R_{gb} + R_e}\right)\right] \tag{68}$$

care conduce la f_s' foarte apropiat de f_s la circuitul cu EFT 352, dar determină erori *mari* la circuitul cu BC 107A: 5,75 MHz la $R_g = 1{,}43$ kΩ și 15 MHz la $R_g = 0$, deci eroare de 50%, conform tabelului 4.

Tabelul 4

torului II cu un etaj.

f_s (MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF	f_s (MHz) măsurat	AB (MHz) calculat fără C_s	AB (MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF	f_s (MHz) calculat fără C_s cu $C_e' = 10\,C_e$
0,139	0,136	0,243	0,242	
0,354	0,355	0,660	0,658	
0,72	0,625	1,41	1,363	
1,114	0,860	2,282	2,123	
1,22	0,970	2,52	2,320	
1,953	1,85	3,96	3,762	2,08
4,68	4,45	11,45	9,12	5,86
7,87	7,67	28,01	15,25	14,3
9,78	9,25	57,02	18,78	29,2
10,12	10,6	67,05	19,75	35,1

Ținînd seama numai de capacitatea parazită C_s conectată în paralel cu R_c, A_{u_0}, m și n rămîn neschimbate, iar

$$a = \frac{R_{gb} + R_e}{\omega_\beta R} + C_c\left[R_c + R_{gb}\frac{\beta R_c + R - R_{gb}}{R}\right] + R_c C_s \qquad (69)$$

$$b = \frac{1}{\omega_\beta R}[(R_{gb} + R_e)\,R_c\,(C_c + C_s) + R_{gb}R_e C_c] +$$

$$+ R_{gb}R_c C_c C_s \frac{(\beta + 1)R_e + r_{be}}{R}$$

$$c = \frac{1}{\omega_\beta} \cdot \frac{R_{gb}R_e R_c}{R} C_c C_s$$

deci, evident

$$A_u(\omega \to \infty) = 0$$

și se poate aproxima

$$\frac{1}{f_s''} = \frac{1}{f_s} 2\pi R_c C_s$$

La circuitul cu tranzistorul EFT 352, frecvența nulului este 4 MHz — suficient de mare pentru a se putea neglija m și n, în orice situație. La valori mici ale lui R_g contează b, de aceea s-au înscris în paranteză valorile lui f_s calculate cu relația (66) și s-a ținut seama de b și la calculul f_s''. Pentru R_g mic rezultă f_s mai mare decît $f_\alpha/4$, dar erorile sînt moderate, datorită dependenței foarte mici a lui f_s de β.

La circuitul cu BC 107A, nulul are frecvența 31,8 MHz, așa încît se poate neglija numai pentru R_g de valori mari. S-au înscris în paranteză valorile lui f_s calculate cu relația (66) și s-a ținut seama de m și la calculul f_s''. Termenii de gradul 2 sînt totdeauna neglijabili.

În calcul, C_s nu contează la EFT 352, dar modifică esențial f_s la BC 107A, datorită benzii mai largi a circuitului.

În practică rezultă uneori o frecvență-limită mai mare decît f_s'', ceea ce arată că *nu se pot considera numai capacitățile parazite concentrate în C_s în paralel cu R_c*, ci contează și capacitatea parazită în paralel cu rezistența R_c. Această capacitate determină un ușor efect de „corecție", deci de *lărgire* a benzii, ca la circuitul III.

La acest tip de amplificator, A_{u_0} este mult mai mică decît la circuitul *I*, de aceea produsul AB este mai mic, mai ales la R_g mic. Avantajele sale sînt: amplificarea constantă pînă la $f = 0$ (în absența condensatoarelor de cuplaj), impedanța de intrare mult mai mare, iar zgomotul propriu și distorsiunile neliniare mai mici datorită reacției negative puternice. Banda mai largă nu face parte din avantaje, deoarece la amplificatorul I, micșorînd R_c, se obține aceeași bandă ca la acest tip, dar cu amplificare mai mare, sau aceeași A_{u_0}, dar cu banda mult mai

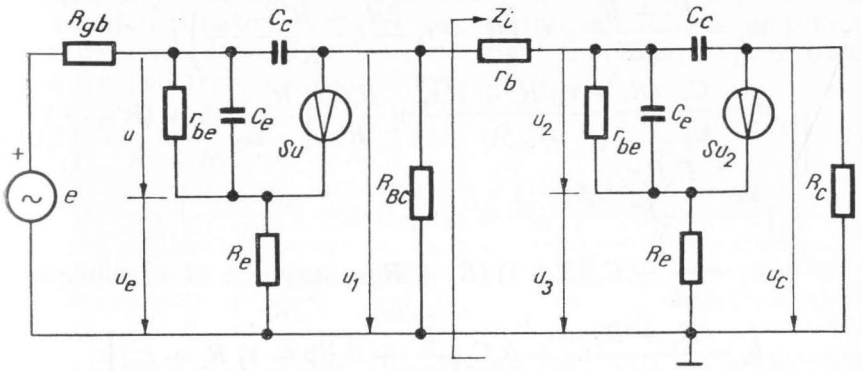

Fig. 16. Circuitul echivalent al amplificatorului II cu două etaje.

largă. Circuitul este realizabil sub formă monolitică și este deja folosit în circuitele integrate (μA 733 ș.a.).

Un alt dezavantaj — mai puțin evident — al acestui tip de amplificator este instabilitatea potențială mai mare decît a amplificatorului EC, datorită impedanței de intrare mai mari [3].

3.2.2. Amplificatorul cu două etaje (fig. 16) se calculează folosind impedanța de intrare Z_i a circuitului cu 1 etaj. Aceasta rezultă din sistemul (61):

$$Z_i = R' \frac{1 + j\omega\left[\frac{R_e + r_b}{\omega_\beta R'} + C_c\left(R_c + r_b\frac{\beta R_c + R' - r_b}{R'}\right)\right] + \ldots}{1 + j\omega\left\{\frac{1}{\omega_\beta} + C_c[(\beta + 1)(R_c + R_e) + r_{be}]\right\} +}$$

$$\ldots \frac{+\frac{(j\omega)^2}{\omega_\beta} C_c \frac{(R_e + r_b)R_e + R_e r_b}{R'}}{+\frac{(j\omega)^2}{\omega_\beta} C_c(R_c + R_s)} \qquad (70)$$

unde:

$$R' = (\beta + 1)\,R_e + r_{be} + r_b$$

Dacă se ține seama de C_s, relația se modifică astfel:

$$Z_i = R' \frac{1 + j\omega m_z + (j\omega)^2 n_z + (j\omega)^3 q_z}{1 + j\omega a_z + (j\omega)^2 b_z + (j\omega)^3 c_z} \tag{71}$$

în care

$$m_z = \frac{R_e + R_b}{\omega_\beta R'} + C_c\left(R_c + r_b \frac{\beta R_c + R' - r_b}{R'}\right)$$

$$n_z = \frac{C_c}{\omega_\beta} \cdot \frac{(R_e + r_b) R_c + R_e r_b}{R'} + \frac{R_c C_s}{R'}\left[\frac{R_e + r_b}{\omega_\beta} + (R' - r_b) r_b C_c\right]$$

$$q_z = \frac{R_c R_e r_b}{\omega_\beta R'} C_c C_s \tag{72}$$

$$a_z = \frac{1}{\omega_\beta} + C_c[(\beta + 1)(R_c + R_e) + r_{be}]$$

$$b_z = \frac{R_c + R_e}{\omega_\beta} C_c + R_c C_s\left[\frac{1}{\omega_\beta} + C_c((\beta + 1) R_e + r_{be})\right]$$

$$c_z = \frac{R_c R_e}{\omega_\beta} C_c C_s$$

Termenii de gradul 3 se pot neglija.

În amplificatorul cu 2 etaje, al doilea etaj este comandat de un generator cu $R_g = 1{,}43$ kΩ, deci banda amplificatorului cu două etaje nu poate fi mai largă decît a amplificatorului cu un etaj la $R_g = 1{,}43$ kΩ,

Performanțele amplifica

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u_0} calculat	f_2 (MHz) calculat	f_s (MHz) calculat fără C_s
EFT 352	5	2,308	0,1475	0,130
$f_1 = 0{,}355$ MHz	1,43	2,45	0,341	0,205
$f_1'' = 0{,}354$ MHz	0,37	2,51	0,591	0,273
$A'_{u_0} = -1{,}325$	0,05	2,525	0,766	0,288
	0	2,527	0,808	0,290
BC 107A	5	2,61	3,39	2,65
$f_1 = 5{,}93$ MHz	1,43	2,655	8,95	4,71
$f_1 = 4{,}68$ MHz	0,37	2,6685	18,04	5,42
$A'_{u_0} = -1{,}38$	0,05	2,6726	26	5,60
	0	2,6733	28	5,65

indiferent de R_g. La aceste frecvențe se poate neglija termenul de gradul 2 de la numărător, cu eroare sub 5%, nu însă și cel de la numitor.

Amplificarea totală pentru 2 etaje se calculează cu același procedeu ca la amplificatorul I. Cu observația făcută anterior asupra frecvenței — limită, se pot neglija cele două nuluri cu eroare sub 5%. În urma unor neglijări și la numitor, care duc la erori sub 10% și compensate parțial de erorile datorită neglijării nulurilor, se obține funcția de transfer cu doi poli reali negativi de frecvențe f_1 și f_2:

$$f_1 = f_\beta : \left\{\frac{R_e + r_b + R_{BC}}{R' + R_{BC}} + \omega_\beta C_c\left[R_c + (R_{BC} + r_b)\frac{\beta R_c + R' - r_b}{R' + R_{BC}}\right]\right\} \tag{73}$$

$$f_2 = f_\beta : \left[\frac{R_e + R_{gb}}{R} + \omega_\beta C_c\left(R_{BC} + R_{gb}\frac{\beta R_{BC} + R - R_{gb}}{R}\right)\right]$$

și amplificarea la frecvențe medii

$$A_{u_0} = \frac{\beta R_c}{R} \cdot \frac{\beta R_{BC}}{R' + R_{BC}} = A_{u_0\,1\,etaj} \cdot A'_{u_0} \tag{74}$$

cu aceleași observații ca la amplificatorul I cu 2 etaje.

Dacă se ține seama și de capacitatea parazită C_s în paralel cu R_c, rezultă

$$\frac{1}{f_1''} = \frac{1}{f_1} + 2\pi R_c C_s$$

Subrutina TRAN este cea de la amplificatorul III, pentru $C = C1 = 0$.

Valorile calculate și experimentale sînt prezentate în tabelul 5.

Tabelul 5.

torului II cu două etaje.

f_s (MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF	f_s (MHz) măsurat	AB (MHz) calculat fără C_s	AB (MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF	f_s(MHz) calculat fără C_s cu $C'_c = 10\ C_c$
0,1295	0,136	0,300	0,299	0,129
0,203	0,220	0,502	0,498	0,202
0,264	0,253	0,683	0,661	0,268
0,275	0,268	0,723	0,692	0,280
0,277	0,276	0,73	0,7	0,281
2,27	2,5	6,93	5,93	1,98
4,4	4,3	12,6	11,71	3,73
4,86	4,634	14,41	12,9	4,82
4,96	4,96	15	13,3	5,2
5	5,043	15,12	13,4	5,26

La ambele tipuri de tranzistoare, cînd $R_g = 5$ kΩ banda este egală sau chiar mai largă decît a amplificatorului cu 1 etaj. Cînd R_g este mic, chiar și produsul AB este mai mic decît la circuitul cu 1 etaj, deci numai cerința ca faza amplificării la frecvențe joase să fie 0, nu 180°, poate justifica adăugarea unui al doilea etaj.

Dezavantajele amplificatorului II sînt *mai* accentuate la circuitul cu 2 etaje decît la cel cu 1 etaj. Acest tip de amplificator rămîne, practic, doar o treaptă spre înțelegerea și calculul amplificatorului următor.

Numai amplificatorul de acest tip cu 1 etaj prezintă interes practic, și aceasta numai în trei situații:

— etajul inversor de fază: $R_c = R_e$ și se culeg din colector și emitor semnale identice, de amplitudine egală și fază opusă, de exemplu pentru atacarea unui etaj final în contratimp;

— este necesară inversarea fazei și, eventual, modificarea componentei continue, fără a fi nevoie și de amplificare mare, de exemplu la oscilatoarele RC cu tranzistoare, cu amplificator diferențial;

— este necesar ca circuitul să aibă impedanța de intrare mare, amplificarea lui putînd fi foarte mică.

La amplificatorul II, mai ales pentru R_g de valoare mică, unilateralizarea determină erori mari, de aceea la circuitul cu 2 etaje nici nu au mai fost efectuate calcule comparative.

Tabelele și graficele calculate cu programul A pentru 1 și 2 etaje arată că, la valori mici ale lui R_e (sub 20 Ω), amplificarea și banda se modifică foarte puțin. Aceasta înseamnă că rezistența proprie a firelor de conexiune nu contează la amplificatorul II. Mai rezultă că efectul de lărgire a benzii prin introducerea lui R_e se poate obține numai simultan cu scăderea amplificării. În domeniul valorilor mici nu există o rezistență „optimă". Banda amplificatorului prezintă un maxim clar la $R_e = 4$ kΩ, indiferent de tipul tranzistorului și de punctul de funcționare maxim care se transmite și produsului AB.

Modificînd simultan valorile rezistențelor R_e și R_c (v. paragraful 2.2) cu păstrarea raportului $R_c = 2\ R_e$, se obține de asemenea un maxim al benzii și produsului AB, la $R_c = 2$ kΩ, deci aceasta este valoarea optimă a rezistențelor, indiferent de tipul tranzistorului și punctul de funcționare. Pînă la această valoare, amplificarea și banda cresc simultan la creșterea lui R_e și R_c.

Aceste maxime nu erau previzibile prin raționamente fizice simple, ceea ce întărește constatarea că orice intuiție trebuie considerată doar o presupunere pînă la verificarea ei atentă prin calcul și experimentare.

Programul B determină senzitivitățile performanțelor în cîteva puncte. Valorile numerice exacte corespund, desigur, concluziilor rezultate din programul A.

Programul C arată că nici la acest circuit, ca și la primul, nu pot apărea defazaje pozitive, deoarece circuitul nu este compensat și este departe de a avea caracteristica M.L.A.

La circuitul cu 1 și 2 etaje, senzitivitatea cîștigului și a benzii în raport cu R_g și cu parametrii tranzistorului este foarte mică. Rămîne mare senzitivitatea în raport cu valorile rezistențelor din circuit.

Pentru circuitele integrate este important de cunoscut modificarea performanțelor la variația simultană a rezistențelor din circuit. Așa cum a rezultat și din analiza pe calculator, în această situație variațiile parametrilor sînt mici.

Senzitivitatea benzii acestui circuit în raport cu C_s este mare pentru tranzistorul BC 107A, dar nu mai mare decît a primului circuit, deși banda este sensibil mai largă.

3.3. AMPLIFICATORUL III CU CONDENSATOR DE CORECȚIE ÎN PARALEL CU REZISTENȚA DIN CIRCUITUL EMITORULUI

Amplificatorul III este cel mai insistent tratat în bibliografie, atît cu tuburi [46] cît și cu tranzistoare [41], [68], [69], [70], [71], [72], [73]. În toate lucrările întîlnite, calculul este efectuat folosind unilateralizarea schemei echivalente a tranzistorului, deși la acest circuit procedeul duce la erori ce pot atinge 30%.

Tratarea din [14] este pe linia urmată de autorii sovietici. Cu o serie de neglijări, valabile la valori medii ale parametrilor tranzistorului și ale componentelor pasive, rezultă, cu simbolurile folosite în lucrarea de față:

$$(2\pi f_s)^2 = \frac{m^2 + \sqrt{m^4 + 4b^2}}{2b^2} \tag{75}$$

dacă circuitul îndeplinește condiția MLA: $m^2 = a^2 - 2b$. Rezultă

$$b = \frac{\sqrt{1 + m^2(2\pi f_s)^2}}{(2\pi f_s)^2} \tag{76}$$

Din această relație se deduce

$$CR_e = m = \frac{1}{2\pi f_s \sqrt{B^2(2\pi f_s)^2 - 1}} \tag{77}$$

în care

$$B = \frac{b}{m} = A_{u_0} \frac{R_{gb}(C_c + SR_cC_c)}{SR_c} \qquad (78)$$

Corecția este calculată și prin metoda caracteristicii de răspuns tranzitoriu, cu diagrame de proiectare.

O tratare mai modernă [70] ia în considerare, separat, cauzele scăderii amplificării la frecvențe înalte: grupul $r_{be}C_e$, capacitatea C_c, *capacitățile parazite* și consideră că fiecare din ele produce cîte un pol în caracteristica de transfer. Grupul de corecție R_eC adaugă un nul. Comportarea circuitului este dedusă din suprapunerea acestor efecte. Capacitățile parazite se consideră concentrate în capacitatea C_s în paralel cu rezistența R_c.

3.3.1. Amplificatorul cu un etaj are schema din figura 17, în care apare în paralel cu rezistența R_c un condensator C cu 4—6 ordine de mărime mai mic decît un condensator de decuplare. Condensatorul C se dimensionează astfel încît, la frecvențele înalte de la care amplificarea ar începe să scadă, el să scurtcircuiteze rezistența R_c, să anuleze deci reacția negativă pe care circuitul o are la frecvențe joase și medii și să mențină astfel amplificarea constantă pînă la frecvente *mai* înalte.

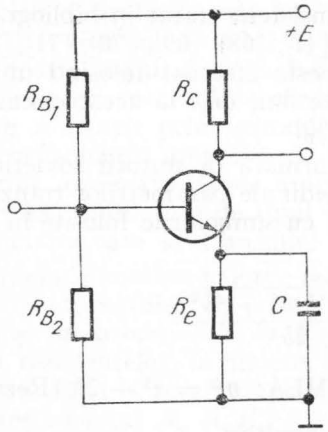

Fig. 17. Schema amplificatorului cu condensator de corecție în paralel cu R_e.

Spre deosebire de primele două tipuri de amplificatoare, care (cu neglijările menționate) aveau caracteristica de amplitudine de tip Butterworth, acest tip și toate amplificatoarele „corectate" pot avea și caracteristica de tip Cebîșev [5]. Pentru a nu apărea distorsiuni de fază prea mari, se va impune condiția ca amplificatorul să aibă factorul de transfer M.L.A. Din această condiție rezultă valoarea optimă a lui C.

Dacă $C > C_{optim}$, caracteristica va fi de tip Cebîșev, iar dacă $C < C_{optim}$ ea va fi mai rapid căzătoare la frecvențe înalte.

Bineînțeles, A_{u_0} pentru 1 și 2 etaje este același ca și fără C.

Expresia lui A se obține din expresia de la amplificatorul II (relațiile 62 și 63), prin înlocuirea rezistenței R_e cu Z_e:

$$Z_e = \frac{R_e}{1 + j\omega R_eC} = \frac{R_e}{1 + j\omega\tau} \qquad (79)$$

Înlocuind, se obțin coeficienții înscriși în subrutina TRAN:

```
      SUBROUTINE TRAN(B,FT,RB3,CC,IC,RE,RG,RC,X,U,Y,Z,TK)
C
C     AMPLIFICATOR CU CONDENSATOR DE CORECTIE IN PARALEL CU RE, CU UN ETAJ
C
      DIMENSION RE(30),RG(30),RC(30),X(30),U(30),Y(30),Z(30),TK(30)
      REAL MMIC,NMIC,IC
      S=40.*IC
      REE=B/S
      OB=6.283*FT/B
      CS=.005
      DO 2 I=1,30
      RGB=RG(I)+RB3
      R=(B+1.)*RE(I)+REE+RGB
      AUO=B*RC(I)/R
      A=(B+1.)*(R+REE+RGB)/RE(I)
      EA=(B+1.)*CC*(RGB*(B*RC(I)-RGB)-R**2/B)/RE(I)+(B*RGB-REE)/RE(I)/OB
      E=CC**2*((R*RC(I)/RE(I)+RGB*(B*RC(I)+R-RGB)/RE(I))**2-((R-RGB)*R/B
     1/RE(I))**2)+((RGB+RE(I))/RE(I)/OB)**2+2.*CC/RE(I)/OB*(RGB*(B*RC(I)
     2-RGB+RGB*(B*RC(I)+R-RGB)/RE(I))-R**2/B)
      E=E+RC(I)**2*CS*(CS+2.*CC*(1.+B*RGB/R))*(R/RE(I))**2
      TAUA=BA**2+A*E
      IF(TAUA) 10,10,8
    8 TAU=(-BA+SQRT(TAUA))/A
      GO TO 9
   10 TAU=-BA/A
    9 C=TAU/RE(I)
      MMIC=RE(I)*C-CC*((B+1.)/B*RE(I)+1./S)
      NMIC=-CC*RE(I)*(C+CE)/S
      CMIC=RE(I)*C*CC*RGB*RC(I)/R/OB
      BMIC=RE(I)*C/R*((RBE+RGB)*RC(I)*CC+(B*RC(I)+RBE)*RGB*CC+RGB/OB)+
     1CC/OB/R*(RGB*(RC(I)+RE(I))*RC(I)*RE(I))
      AMIC=(RBE+RGB)*RE(I)*C/R+(RGB+RE(I))/OB/R+CC*(RC(I)+RGB*(B*RC(I)+
     1R-RGB)/R)
      AMIC=AMIC+RC(I)*CS
      BMIC=BMIC+RC(I)*CS/R*(RE(I)*C*(RBE+RGB)+(RGB+RE(I))/OB+RGB*CC*(R-
     1RGB))
      CMIC=CMIC+RC(I)*CS*RGB*RE(I)/R*(CC*(RBE*C+1./OB)+C/OB)
      TK(I)=(AMIC**2-2.*BMIC)-(MMIC**2-2.*NMIC)
      FS=1./6.283*SQRT(ABS((MMIC**2+2.*NMIC-TK(I)+SQRT(ABS((MMIC**2+2.*
     1NMIC-TK(I))**2+4.*(BMIC**2-2.*CMIC*AMIC-2.*NMIC**2))))/2./(BMIC**2
     2-2.*CMIC*AMIC-2.*NMIC**2)))
      X(I)=AUO
      U(I)=C
      Y(I)=FS
    2 Z(I)=X(I)*Y(I)
      RETURN
      END
```

9. Subrutina TRAN pentru amplificatorul III cu un etaj, cu condiția MLA.

Impunînd prima condiție M.L.A., rezultă o ecuație de gradul 2 pentru determinarea valorii optime a lui τ, cu coeficienții din subrutina TRAN. Se folosesc relațiile de la pagina 29 unde este explicată și procedura de calcul dacă din ecuația (13) rezultă C complex.

După aflarea lui C, se calculează coeficienții m, n și b și frecvența-limită.

Capacități parazite există între toate conexiunile și componentele. Dintre acestea, cele aflate în paralel cu C_e se pot neglija, de obicei, față de valoarea lui C_t. Capacitățile parazite aflate în paralel cu C_c sau C măresc valoarea acestora. Este deci, de așteptat să găsim valori experimentale ale lui C puțin mai mici decît cele calculate.

Capacitățile parazite între colector și emitor și cele între bază și masă sînt mici și ar modifica complet sistemul de ecuații, de aceea va fi luată în calcul numai capacitatea C_s aflată în paralel cu R_c. Modificările lui a, b, c sînt înscrise în TRAN. Coeficienții m și n rămîn neschimbați.

Performanțele amplifica

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u0} calculat	cu condiția M.L.A.					
			C (pF) calculat fără C_s	C (pF) calculat cu $C_s = 5$ pF	f_s (MHz) calculat fără C_s	f_s (MHz) calculat cu $C_s = 5$pF	C (pF) măsurat	f (MHz) măsurat
EFT 352	5	— 1,7406	653	656,35	0,248	0,246	650	0,251
„	1,43	— 1,856	287	292,7	0,648	0,607	285	0,615
„	0,37	— 1,893	181	187	1,36	1,107	190	1,244
„	0,05	— 1,9048	152	158,8	2,139	1,432	157	1,871
„	0	— 1,9064	148,4	155,46	2,34	1,484	155	1,89
BC 107 A	5	— 1,8953	42,2	46,54	3,86	3,654	46	3,32
„	1,43	— 1,928	17,86	23,76	11,02	9,662	21	7,61
„	0,37	— 1,938	10,9	19,12	25,82	22,4	12	10,1
„	0,05	— 1,9408	9,1	18,84	46,83	29,04	10	10,92
„	0	— 1,9412	8,9	18,89	53,05	28,8	8	11,05

Pentru calculul valorii optime a condensatorului C se folosește tot ecuația (13), în care coeficienții A și B rămîn neschimbați, iar coeficientul E ia valoarea E':

$$E' = E + R_c^2 C_s \left[C_s + 2C_c \left(1 + \frac{\beta R_{gb}}{R} \right) \right] \frac{R^2}{R_e^2} \approx$$

$$\approx E + R_c^2 C_s \left[C_s + 2C_c \left(1 + \frac{R_{gb}}{R_c} \right) \right] \frac{R^2}{R_e^2} \qquad (80)$$

Relațiile prezentate aici sînt valabile pentru *întreaga* varietate posibilă de valori ale parametrilor tranzistoarelor și ale rezistențelor din circuit. Expresiile prezentate de alți autori au în vedere, de obicei, numai situația în care rezistențele R_g și R_c au valori mici, situație care presupune o decizie luată în prealabil de a intercala repetoare după circuitele cu impedanța de ieșire mare. Nu se poate afirma fără un calcul comparativ că aceasta este soluția cea mai economică pentru îndeplinirea cerințelor concrete din aparatul ce trebuie realizat.

Impunînd condiția M.L.P. rezultă valori pentru C și f_s cu 15% mai mici decît pentru M.L.A., evoluînd paralel. Cu cît banda este mai largă, cu atît valorile C și f_s se modifică mai mult datorită capacităților parazite.

Rezultatele calculate și experimentale sînt prezentate în tabelul 6.

Tabelul 6

torului III cu un etaj.

			cu condiția M.L.P				
AB (MHz) calculat fără C_s	AB (MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF	f_s (MHz) calculat cu $C'_e = 10C_e$	C (pF) calculat fără C_s	C (pF) calculat cu $C_s = 5$pF	f_s(MHz) calculat fără C_s	f_s(MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF	AB (MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF
0,433	0,428		526,7	529,46	0,225	0,224	0,39
1,2	1,127		236,7	240,11	0,57	0,565	1,05
2,57	2,101		154,4	159	1,2	1,17	2,21
4,074	2,728		134,27	139,66	1,9	1,79	3,42
4,45	2,829		132	137,5	2,1	1,94	3,7
7,317	6,925	3,84	34,51	38,19	3,47	3,29	6,23
21,20	18,627	10,7	14,8	20,46	9,6	8,79	16,94
50,07	43,4	24,82	9,4	18,03	22,8	22,8	44,1
90,89	56,36	45,3	8,26	18,17	42	31,61	61,34
102,1	55,9	52,4	8,16	18,21	48	31,36	60,85

La acest circuit, banda este largă, de aceea capacitatea parazită C_s influențează mult banda și valoarea optimă a capacității de corecție, mai ales la BC 107.

Mai ales pentru valori mici ale lui R_s (pentru care banda este largă), coeficientul c determină chiar ordinul de mărime al benzi icalculate cu relația (12). Calculul riguros și măsurările indică o valoare mult mai mică.

Trebuie observat că adăugarea condensatorului de corecție determină o lărgire destul de mică a benzii amplificatorului cu BC 107A. Dependența valorii optime a lui C de rezistența generatorului este și ea lină, deci *nu este justificată folosirea unui condensator ajustabil.* Costul componentei și al ajustajului este mare în comparație cu avantajul care se poate obține față de montarea unui condensator de valoare fixă, cu valoare optimă sau puțin mai mic.

Se pot impune și două condiții M.L.A., sau M.L.A.P., considerînd ajustabile R_e și C, dar au rezultat sistematic valori $R_e > R_c$, deci $A_{u_0} < 1$. Varianta este neinteresantă cu aceste performanțe, deoarece repetorul are amplificarea A_{u_0} aproape 1 și banda sensibil mai largă.

Față de amplificatorul precedent, cu ajutorul condensatorului C se realizează o *corecție la frecvențe înalte* și circuitul este denumit în consecință. Față de amplificatorul EC însă, produsul AB este aproape întotdeauna mai mic, deci nu se poate vorbi de o corecție la frecvențe înalte. Față de circuitul I, acesta prezintă doar avantajul că amplificarea nu scade la frecvențe joase, deci, mărind raportul R_c/R_e pentru

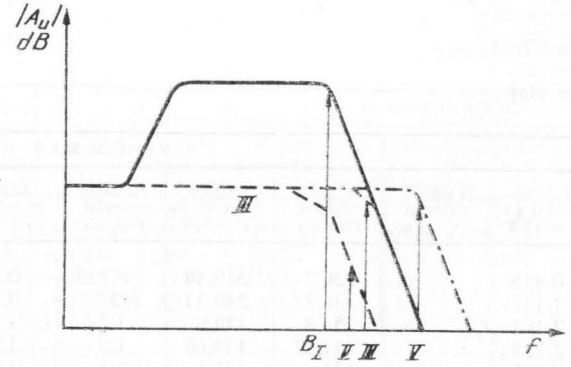

Fig. 18. Caracteristicile de amplitudine ale circuitelor I, II, III și V.

a obține aceeași amplificare, acest amplificator realizează, comparativ, *corecția la frecvențe joase* (fig. 18).

Comparînd cîștigul amplificatoarelor I, II și III, se poate încerca un raționament fizic care să indice funcționarea lor. Modulul amplificării circuitului I este reprezentat funcție de frecvență în figura 18, cu linie plină. La frecvențe joase, amplificarea scade, deoarece condensatorul de decuplare nu mai scurtcircuitează rezistența R_e și aceasta produce o reacție negativă puternică. La frecvențe înalte amplificarea scade datorită capacităților C_e, C_c și C_s.

Scăzînd valoarea condensatorului de decuplare, f_j crește, apropriindu-se de f_s. Scăzînd în continuare valoarea condensatorului, amplificarea circuitului nu mai atinge valoarea maximă A_{u_0} a amplificatorului I. Se ajunge treptat la caracteristica M.L.A. a amplificatorului corectat III. Eliminînd complet condensatorul C, se obține circuitul II.

Considerînd factorul de transfer al amplificatorului I ca avînd *un singur pol*, caracteristica de amplitudine tinde, la frecvențe înalte, spre o asimptotă cu panata 6 dB/octavă [1], [15]. De-a lungul asimptotei *produsul* $|A_u| \cdot f$ *este constant* (la dublarea frecvenței, amplificarea se înjumătățește). Se știe că punctul caracteristicii de amplitudine unde se consideră limita benzii este cu 3 dB sub asimptotă. Conform acestui raționament amplificatoarele I și III ar trebui să aibă *același produs AB*. Calculul și experimentările arată că această egalitate are loc numai la o *valoare* particulară *mare* a rezistenței generatorului. Numai la R_g de valoare mare se pot neglija termenii de grad superior în $j\omega$ la amplificatoarele II și III. Dacă se calculează f_s la circuitul III neglijînd c, valorile produsului AB se apropie mult de ale primului circuit, dar s-a constatat cît de mare este eroarea. Evident, amplificatorul II are banda mai îngustă decît III.

Pe figură s-a reprezentat comparativ și banda pe care ar trebui să o aibă, potrivit aceluiași raționament, amplificatorul V (cu reacție pozitivă emitor-emitor și condensatoare în paralel cu rezistențele R_g — v. fig. 22) care va fi discutat ulterior. Comparația se poate referi numai la amplificatoarele I, II și III cu 2 etaje, deoarece circuitul V conține două tranzistoare. În această situație nu se mai pot aproxima caracteristicile ca avînd un singur pol, deci ne așteptăm ca raportul benzilor să fie cu totul altul decît cel indicat de raționamentul intuitiv simplu.

Există și amplificatoare diferențiale care, dacă sînt simetrice, au aceiași factori de transfer ca primele trei tipuri de amplificatoare:

— amplificatorul diferențial obișnuit, ca amplificatorul EC;

— amplificatorul diferențial cu rezistențe de reacție negativă R_e în circuitele emitorilor, ca amplificatorul II;

— amplificatorul diferențial cu condensator de corecție între emitori (fig. 19), ca amplificatorul III.

În comparație cu amplificatoarele asimetrice față de masă, cele diferențiale prezintă avantajele cunoscute [15] și dezavantajul folosirii a două tranzistoare în loc de unul în fiecare etaj.

3.3.2. Amplificatorul cu două etaje se calculează în mod analog cu circuitele precedente. Impedanța de intrare Z_i a unui etaj rezultă

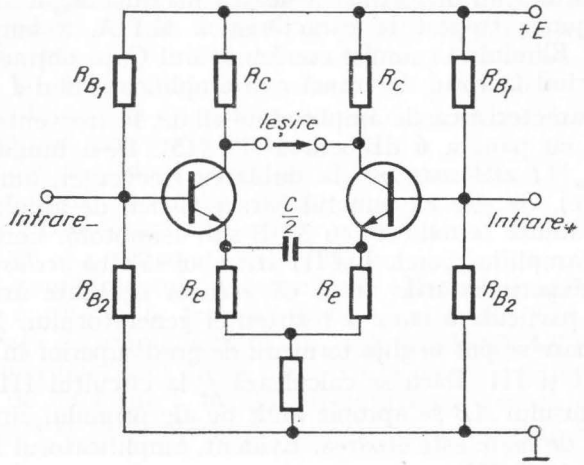

Fig. 19. Amplificatorul diferențial cu condensator de corecție între emitori.

din relațiile (70) și (72), înlocuind R_e cu $R_e/(1 + j\omega R_eC)$. Ea este de forma (71), în care: $R' = (\beta + 1)\ R_e + r_{be} + r_b$

$$m_z = \tau \frac{r_{be} + r_b}{R'} + \frac{R_e + r_b}{\omega_\beta R'} + C_c\left(R_c + r_b \frac{\beta R_c + R' - r_b}{R'}\right)$$

$$n_z = \frac{\tau}{R'}\left[r_{be}R_cC_c + r_b(\beta R_c + R_c + r_{be})\ C_c + \frac{r_b}{\omega_\beta}\right] +$$

$$+ \frac{(R_c + r_b)\ R_c + R_cr_b}{\omega_\beta R'} C_c \qquad (81)$$

$$q_z = \frac{\tau r_b R_c}{\omega_\beta R'} C_c$$

$$a_z = \tau + \frac{1}{\omega_\beta} + C_c[(\beta + 1)\ (R_c + R_e) + r_{be}]$$

$$b_z = \tau\left[[(\beta + 1)\ R_cC_c + r_{be}C_c + \frac{1}{\omega_\beta}\right] + \frac{R_c + R_e}{\omega_\beta} C_c \qquad (81)$$

$$c_z = \frac{\tau R_c}{\omega_\beta} C_c$$

Dacă se ține seama de C_s, m_z și a_z rămîn neschimbați iar ceilalți coeficienți se modifică astfel:

$$n'_z = n_z + \frac{R_cC_s}{R'}\left[\tau\ (r_{be} + r_b) + \frac{R_e + r_b}{\omega_\beta} + (R' - r_b)\ r_bC_c\right]$$

$$q'_z = q_z + \frac{r_bR_cC_s}{R'}\left[\tau\left(r_{be}C_c + \frac{1}{\omega_\beta}\right) + \frac{R_eC_c}{\omega_\beta}\right] \qquad (82)$$

$$b'_z = b_z + R_cC_s\left[\tau + \frac{1}{\omega_\beta} + C_c((\beta + 1)\ R_e + r_{be})\right]$$

$$c'_z = c_z + R_cC_s\left[\tau\left(r_{be}C_c + \frac{1}{\omega_\beta}\right) + \frac{R_eC_c}{\omega_\beta}\right]$$

Termenii de gradul 3 se pot neglija. Amplificarea totală pentru două etaje se calculează în același mod ca la primele două amplificatoare și neligările se bizuie pe aceleași considerații. Din factorul de transfer obținut rezultă caracteristica de amplitudine care duce la $|A(j\omega)|^2$ de forma

$$|A(j\omega)|^2 = \frac{1 + \omega^2(m^2 - 2n) + \omega^4n^2}{1 + \omega^2(a^2 - 2b) + \omega^4(b^2 - 2ac)} \times$$

$$\times \frac{1 + \omega^2(m_1^2 - 2n_1) + \omega^4n_1^2}{1 + \omega^2(a_1^2 - 2b_1) + \omega^4(b_1^2 - 2a_1c_1)} \qquad (83)$$

Prima fracție este $|A(j\omega)|^2$ a amplificatorului cu 1 etaj pentru $R_g = 1{,}43$ kΩ. A doua fracție este de aceeași formă, în care se înlocuiește R_c cu R_{BC}. Se poate admite aproximația, foarte intuitivă, că aceste două fracții reprezintă aportul etajului 2, respectiv al primului etaj. Se vor nota analog condensatoarele de corecție: C_1 la primul etaj și C (fără indice) la al doilea. În a doua fracție nu intervin termenii care să reprezinte aportul capacității de intrare a etajului al doilea, deoarece

```
      C=(-BM+SQRT(CA))/A
      GO TO 6
    5 C=-BM/A
    6 IF(C.LT.0.) C=0.
      MMIC=C2*AA11+C*AA13+CA11+CA13
      NMIC=C2*C*AA11*AA13+C2*(AA11*CA13+AA12) +C*(AA13*CA11+AA14)+CA14
     1+CA11*CA13+CA12
      BMIC=C2*C*(AA11*AA14+AA12*AA13) +C2*(AA12*CA13+AA11*CA14) +C*(AA13
     1*CA12+AA14*CA11) +CA11*CA14+CA12*CA13
      RMIC=C2*C*AA12*AA14 +C2*AA12*CA14+C*AA14*CA12+CA12*CA14
      AMIC=C2*AA21 +C*AA23 +CA21+CA23+AA
      PMIC=C2*C*AA21*AA23+C2*(AA21*CA23+AA22+AA*AA25) +C*(AA23*CA21+
     1AA24+AA*AA27) +CA22+CA24+CA21*CA23+AA*(CA25+CA27)
      QMIC=C2*C*(AA21*AA24+AA22*AA23+AA*AA25*AA27)+C2*(AA22*CA23+AA21*
     1CA24+AA*(AA25*CA27+AA26))+C*(AA23*CA22+AA24*CA21+AA*AA27*CA26) +
     2CA21*CA24 +CA22*CA23 +AA*(CA26+CA25*CA27)+C*AA28+CA28+AA*(C*AA29
     1+CA29)
      DMIC=C2*C*(AA22*AA24+AA*AA26*AA27) +C2*(AA22*CA24+AA*AA26*CA27)+
     1C*(AA24*CA22+AA*AA27*CA26) +CA22*CA24+AA*CA26*CA27
     1+AA*(C*AA29+CA29)*(C2*AA25+CA25)+(C*AA28+CA28)*(C2*AA23+CA23)
      AUO=B*RC(I)/R*B*RBC/(RPR+RBC)
      EMLA=2.*(MMIC**2-2.*NMIC) -(AMIC**2-2.*BMIC)
      FMLA=BMIC**2-2.*(AMIC*CMIC-DMIC+NMIC**2-2.*(MMIC*QMIC-RMIC))
      IF(FMLA) 3,3,4
    3 TK(I)=FMLA
      FMLA=BMIC**2-2.*NMIC**2
      IF(FMLA.LT.0.) FMLA=BMIC**2
    4 FS=SQRT((EMLA+SQRT(EMLA**2+4.*FMLA))/2./FMLA)/6.283
      X(I)=AUO
      U(I)=C
      Y(I)=FS
    2 Z(I)=X(I)*Y(I)
      RETURN
      END
```

10. Subrutina TRAN pentru amplificatorul III cu două etaje, cu condiția M.L.A.

această capacitate este foarte mică și deoarece relația s-ar complica foarte mult.

Prima condiție pentru a obține un factor de transfer M.L.A. determină relația

$$(m^2 - 2n) - (a^2 - 2b) + (m_1^2 - 2n_1) - (a_1^2 - 2b_1) = 0 \qquad (84)$$

Ea a fost folosită în subrutina TRAN pentru calculul acestui circuit.

S-ar putea scrie și a doua condiție M.L.A., sau condiția M.L.A.P. dar complicațiile matematice (calculul lui C, C_1 și f_s) și practice (ajustarea capacităților C și C_1) sînt mari, iar îmbunătățirea — mică. Este mai simplu să se pună condiția de anulare a fiecăreia din cele două diferențe din ecuația (84), adică condiția M.L.A. pentru fiecare etaj. Folosind această condiție rezultă valorile calculate și experimentale prezentate în tabelul 7 [29].

Condiția M.L.A. riguroasă (84) ar fi putut determina o caracteristică de amplitudine cu supracreștere a unuia dintre etaje (a celui cu banda mai largă), supracreștere care să compenseze începutul scăderii amplificării celuilalt etaj.

Pentru a ține seama de capacitatea de intrare a etajului al doilea, o aproximație satisfăcătoare este să folosim pentru primul etaj relațiile care iau în calcul capacitatea C_s. Coloanele de valori calculate „cu C_s" și „fără C_s" se referă la al doilea etaj.

Ca și la amplificatorul II, adăugarea unui al doilea etaj aduce o *mică* îmbunătățire a produsului AB la R_g mare și realizează AB *mai mic* decît al amplificatorului cu 1 etaj, la R_g mic. Îmbunătățirea față de amplificatorul II cu 2 etaje este *mică*, apropiată de raportul de la circuitele cu un singur etaj.

Banda fiind mai îngustă, capacitatea parazită C_s are influență mai mică decît la amplificatorul cu un singur etaj.

Senzitivitatea acestui circuit este similară cu a amplificatorului II.

Circuitul este integrabil, deoarece C_{optim} are valori mici.

Față de amplificatorul *I* și față de alte circuite cu performanțe *mai* ridicate, acesta prezintă interes numai pentru senzitivitatea scăzută a amplificării în raport cu parametrii tranzistorului și pentru impedanța de intrare mare.

3.3.3. Analiza pe calculator conduce la concluzii similare cu cele de la circuitul precedent în privința dependenței performanțelor de rezistențele R_e, R_c și R_g. Ca și la amplificatorul II, la creșterea lui R_c banda scade, iar C, A_{u_0} și produsul AB cresc.

Maximul benzii în raport cu R_e are loc aici la $R_c \approx 0{,}15$ kΩ pentru EFT 352 și 0,1 kΩ pentru BC 107 A, deci valori sensibil mai mici decît

Performanțele amplifica

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u_0} calculat	C_1 (pF) calculat	f_2 (MHz) calculat	f_s (MHz) calculat fără C_s
EFT 352	5	2,307	664	0,230	0,208
$C = 257$ pF	1,43	2,45	260	0,542	0,411
$f_1 = 0{,}648$ MHz	0,37	2,51	175	0,790	0,598
$f_1'' = 0{,}64$ MHz	0,05	2,52	145	1,076	0,619
$A'_{u_0} = -1{,}325$	0	2,528	139	1,149	0,621
BC 107 A	5	2,62	30,6	2,80	2,64
$C = 17{,}7$ pF	1,43	2,66	15,7	5,14	3,67
$f_1 = 11{,}02$ MHz	0,37	2,67	9,7	7,81	5,47
$f_1'' = 7{,}77$ MHz	0,05	2,675	8,5	11,96	7,36
$A'_{u_0} = -1{,}38$	0	2,68	7	14,78	7,50

la amplificatorul II și dependente de tranzistor prin intermediul valorii condensatorului de corecție.

Maximul benzii la variația simultană a rezistențelor lui R_e și R_c are loc, în schimb, la valori mai mari: $R_e \approx 3{,}1$ kΩ pentru EFT 352 și 2,2 kΩ pentru BC 107A și ușor dependent de punctul de funcționare.

În calculul benzii *trebuie ținut seama de coeficientul c* (termenul de gradul 3 de la numitor), astfel rezultă valori cu 50% mai mari, fără a fi însă modificată alura curbelor, așa cum rezultă din compararea tabelelor și graficelor trasate de calculator. Observatia asupra importanței termenilor de grad superior este valabilă la toate circuitele care au banda relativ largă, chiar și pentru amplificatorul *I*.

Așa cum rezultă din graficele trasate conform programului C, dacă condensatorul C este mai mare decît valoarea optimă apare o supracreștere a caracteristicii de amplitudine și, chiar la valoarea optimă, faza are o variație pronunțat neliniară și abruptă.

Dacă este esențială variația fazei, se impune condiția M.L.P. și rezultă C de valoare puțin mai mică. Dependența performanțelor de valorile componentelor și de parametrii tranzistorului este similară cu cea din condiția M.L.A. dar fără maxime în raport cu R_e.

Pentru a se folosi condensatoare de valoare acceptabilă, corecția se poate realiza numai cu $R_e > 20$ Ω. În caz contrar, rezultă C foarte mare: neeconomic sau chiar practic inacceptabil.

Tabelul 7

torului III cu două etaje

f_s (MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF	C_1 (pF) măsurat	f_s (MHz) măsurat	AB (MHz) calculat fără C_s	AB MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF
0,208	660	0,215	0,456	0,456
0,4105	280	0,391	0,933	0,932
0,596	160	0,530	1,238	1,236
0,617	135	0,570	1,332	1,330
0,618	130	0,571	1,341	1,339
2,60	28	2,80	6,91	6,705
3,55	14	3,737	9,78	9,30
4,24	10	4,118	14,6	11,32
4,33	9	4,300	19,66	11,58
4,37	6,8	5,052	20,15	11,71

3.4. AMPLIFICATORUL IV CU REACȚIE POZITIVĂ REPETOR-EMITOR

Amplificatorul IV apare doar enunțat, fără calcule, în [78]. În lucrarea [77] este prezentat un circuit similar *cu tuburi*, tratat cu metodele circuitelor cu reacție, cu o serie de aproximații pentru a face posibilă metoda.

Calculul circuitului cu tranzistoare a fost prezentat prima oară de autorul acestei lucrări în [74] și [29].

3.4.1. Calculul condensatorului de corecție și al performanțelor. Schema și circuitul echivalent sînt prezentate în figura 20.

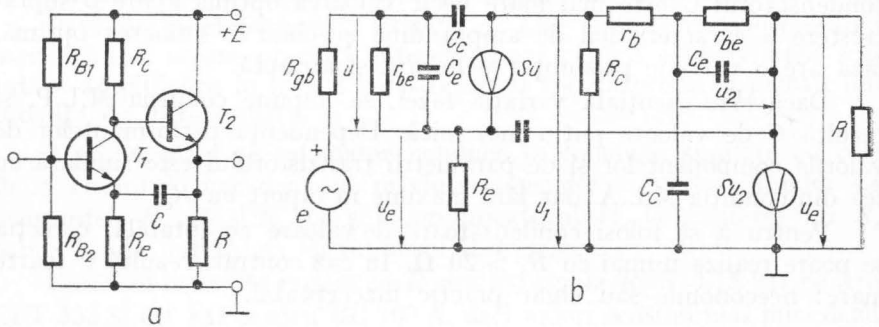

Fig. 20. Amplificatorul cu reacție pozitivă repetor-emitor:
a — schema; *b* — circuitul echivalent.

La amplificatoarele IV, V, VI, VIII, IX, X, XI, XII, XII', o celulă (termenul de „etaj" ar fi impropriu) cuprinde două tranzistoare, de aceea nu se vor calcula amplificatoarele cu două celule.

Funcționarea circuitului IV este descrisă de sistemul de ecuații

$$\begin{cases} e = R_{gb}i + u + u_e \\ u = i' r_{be}/(1 + j\omega r_{be}C_e) \\ u_e = R_e[i' + Su + j\omega C(u_c - u_e)] \\ u_1 = -R_c[Su + j\omega C_c(u_1 - u - u_e) + (u_1 - u_2 - u_c)/r_b] \\ i' = i + j\omega C_c(u_1 - u - u_e) \\ u_c = R[Su_2 + u_2\,(1 + j\omega r_{be}C_e)/r_{be} - j\omega C(u_c - u_e)] \\ (u_1 - u_2 - u_c)\, r_b = u_2(1 + j\omega r_{be}C_e)/r_{be} + j\omega C_c(u_2 + u_c) \end{cases} \tag{85}$$

S-au presupus cele două tranzistoare în același punct de funcționare, deci cu aceleași valori S, r_{be}, C_e. Al doilea tranzistor lucrează ca repetor, deci această presupunere este mai puțin importantă.

Pentru a nu încărca relațiile cu indici, s-a folosit și la acest circuit simbolul R, dar cu semnificație diferită față de amplificatoarele II și III. R este aici o rezistență fixă, fizic existentă în circuit.

Pentru ca tranzistoarele să aibă același punct de funcționare, aceeași sursă de alimentare și conectarea între cele două tranzistoare, să fie fără condensator de cuplaj, valoarea aleasă pentru circuitul experimental este $R = 4$ kΩ și, în neglijările admise în cursul calculelor, ea s-a presupus a avea totdeauna acest ordin de mărime. Această presupunere este și ea neesențială atît timp cît R este mult mai mare decît impedanța de ieșire a repetorului ($1/S$).

Nu s-au folosit relațiile de la amplificatoarele cu reacție ca în [77], [91], și [92] deoarece, mai ales la circuitele cu tranzistoare, metoda presupune neglijări inadmisibile. Rezolvarea sistemului de ecuații pe ochiuri și noduri este simplă, dar aducerea lui A_u la o formă mai compactă, utilizabilă practic, a necesitat calcule foarte laborioase. Admițînd și o mică neglijare, cu erori finale sub 5%, pentru a scădea cu 1 gradul polinoamelor N și D, se obține factorul de transfer de forma (7), cu coeficienții înscriși în subrutina TRAN (v. pag. 98).

Impunînd prima condiție M.L.A. se obține pentru calculul condensatorul C ecuația (13) cu coeficienții din TRAN.

Coeficientul BA este *totdeauna* negativ, iar E — pozitiv, deci, cînd ecuația de gradul 2 are două rădăcini reale, ele sînt ambele pozitive. Acest rezultat corespunde celor două efecte ale introducerii acestui condensator: reacție pozitivă la frecvențe înalte pentru primul etaj, dar și sarcină capacitivă pentru repetor (deci îngustare a benzii). Pe măsura creșterii condensatorului, al doilea efect devine predominant. Practic, crescînd condensatorul C peste valoarea cea mai mică la care caracteristica de amplitudine se prezintă „maximum plat", celula începe să oscileze ca circuit basculant astabil (oscilator de relaxare) înainte de a se atinge a doua valoare (mai mare) rezultată din condiția M.L.A. Se va lua deci în calcul numai soluția cea mai mică a lui C.

Frecvența-limită se calculează, după caz, cu relația (12) sau (16).

Capacitățile parazite pot fi luate în considerare în primul rînd înlocuind în coeficienții a, b, c, d rezistența R cu $R/(1 + j\omega RC_s)$. Capacitatea parazită aflată în paralel cu R_e este mai mică decît capacitatea de intrare a repetorului. Capacitățile aflate în paralel cu R_e și cu conexiunile tranzistorului sînt puțin importante și luarea lor în calcul complică mult relațiile. Ținînd seama de C_s, coeficienții a, b, c, d se modifică conform relațiilor din subrutina TRAN. Coeficienții m și n rămîn nemodificați, iar schimbarea celorlalți este relativ mică față de pri-

mele trei circuite, ceea ce era de așteptat, deoarece C_s apare în paralel cu sarcina unui repetor.

Banda crește *puțin* dacă se adaugă încă un condensator de corecție, în paralel cu R_e. Această capacitate are același rol ca și la amplificatorul III, dar, împreună cu C, scurtcircuitează ieșirea circuitului la frecvențe înalte. Aceste două efecte se compensează parțial, ceea ce explică efectul slab al acestei capacități. Valoarea ei optimă a fost găsită experimental: apropiată de C.

Impunînd condiția M.L.P. rezultă C de 3—4 ori mai mic și f_s — cam 0,7 din valoarea obținută cu condiția M.L.A. (vezi tabelul 8). Cu cît banda este mai largă, cu atît valorile lui C și f_s scad mai rapid datorită capacităților parazite. Variațiile performanțelor în raport cu rezistențele R_e, R_c, R_g, cu β și I_c sînt similare cu cele ale amplificatorului M.L.A.

Valorile calculate și experimentale sînt prezentate în tabelul 8.

Din calcul rezultă capacități de corecție mai mari decît la circuitul III, mai ales pentru rezistențe de generator mari. Valorile optime găsite experimental sînt sistematic mai mici decît cele calculate, chiar cu 20%, dar mai mari decît la amplificatorul III.

Cînd circuitul îndeplinește condiția M.L.A., programul C trasează caracteristica $A(f)$ cu supracreștere înainte de cădere, datorită nulurilor la frecvențe joase. Deoarece se apreciază experimental optimul corecției atunci cînd banda este maximă *fără* a se ajunge la supracreștere, este explicabil că valorile experimentale ale lui C și f_s sînt mai mici decît cele rezultate cu condiția M.L.A. Din compararea rezultatelor se observă și senzitivitatea *mică* a benzii în raport cu C.

Amplificarea este *puțin* mai mică decît a amplificatorului III cu 1 etaj, iar banda calculată fără a ține seama de C_s — de asemenea mai mică. În prezența capacităților parazite însă, produsul AB este întotdeauna mai mare decît la amplificatorul III pentru BC 107A, iar pentru EFT 352 — numai la $R_g > 1$ kΩ.

Avînd un singur condensator de corectie, acest amplificator este mai ieftin și mai simplu de reglat, decît amplificatorul III cu 2 etaje. Performanțele sale sînt foarte apropiate de ale amplificatorului III cu 2 etaje, față de care acest circuit este deci preferabil.

3.4.2. Analiza pe calculator arată că la acest circuit este esențial coeficientul c în calculul frecvenței-limită. Neglijîndu-l apar erori mari — chiar de ordin de mărime — în plus sau în minus și se modifică alura curbelor care reprezintă variația performanțelor funcție de rezistențele R_e, R_c și R_g.

La creșterea rezistenței R_e, A_{u0} și C scad monoton, așa cum era de așteptat. Banda crește pînă la $R_e \approx 3$ kΩ, scade, apoi reia creșterea. Maximul este foarte pronunțat și independent de tranzistor și de punctul

Performanţele amplificatorului IV

Tabelul 8

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u_0} calculat	cu condiţia M.L.A.				
			C(pF) calculat	f_s(MHz) calculat fără C_s	f_s(MHz) calculat cu C_s = 5pF	C(pF) măsurat	f_s(MHz) măsurat
EFT 352	5	1,715	907	0,393	0,392	720	0,36
„	1,43	1,826	358	0,79	0,788	284	0,69
„	0,37	1,863	217	1,289	1,204	165	0,98
„	0,05	1,874	176	1,508	1,480	132	1,25
„	0	1,876	170	1,57	1,538	125	1,33
BC 107 A	5	1,879	53	6,74	6,627	44	6,2
„	1,43	1,912	17,3	14,74	13,12	14,3	11,8
„	0,37	1,921	9	22,45	18,582	6,8	16,62
„	0,05	1,924	7	28,4	21,515	5	18,83
„	0	1,925	6,7	29,59	22,07	4,2	19,25

de funcţionare, dar se poate utiliza numai dacă nu este necesară o amplificare mare. Produsul AB are un maxim clar la $R_e = 0{,}02$ kΩ — valoare de asemenea dependentă numai de R_c şi R_g.

La creşterea lui R_e, A_{ou} creşte monoton şi rapid, iar C scade, dar variaţia lui are un maxim local şi un punct de discontinuitate a derivatei la limita realizabilităţii condiţiei M.L.A. Banda *creşte* iniţial şi are un maxim pronunţat la $R_e = 0{,}35 - 0{,}45$ kΩ pentru EFT 352 şi la $R_e = 0{,}23 - 0{,}18$ kΩ pentru BC 107 A. Acest maxim se regăseşte şi în variaţia produsului AB care creşte apoi datorită creşterii A_{u_0}.

Dependenţa de R_c este monotonă şi este prezentată în tabelul 8.

La creşterea simultană a rezistenţelor R_e şi R_c, A_{u_0} are un maxim foarte plat la $R_e = 2$—4 kΩ. Celelalte caracteristici au două puncte de discontinuitate, la trecerea între domenii în care se poate/nu se poate realiza caracteristica M.L.A. Practic prezintă interes domeniul cu $R_e > 0{,}25$ kΩ. Banda are un maxim clar la $R_e = 2$ kΩ pentru EFT 352 şi $R_e = 1{,}1$ kΩ pentru BC 107A, foarte puţin dependent de punctul de funcţionare şi apropiat de maximul amplificării, ceea ce determină un maxim cu atît mai pronunţat al produsului AB. Întîmplarea a făcut ca valorile alese pentru experimentare să fie foarte aproape de aceste maxime.

Senzitivitatea amplificării în raport cu parametrii tranzistorului este foarte mică, ceea ce era firesc, deoarece la frecvenţe medii circuitul se compune dintr-un amplificator tip II (sau III) şi un repetor.

AB(MHz) calculat fără C_s	AB(MHz) calculat cu C_s = 5pF	cu condiţia M.L.P. C(pF) calculat fără C_s	C(pF) calculat cu C_s = 5pF	f_s(MHz) calculat fără C_s	f_s(MHz) calculat cu C_s = 5pF	AB(MHz) calculat cu C_s = 5pF
0,673	0,672	240	240	0,29	0,2895	0,496
1,446	1,43	83	82	0,549	0,547	0,98
2,27	2,243	44,25	43	0,821	0,81	1,507
2,287	2,774	35	33,5	1	0,982	1,84
2,95	2,885	33	32,4	1,05	1,014	1,91
12,67	12,456	16,2	12,55	4,611	3,58	6,727
27,30	25,16	5,3	4,5	9	8,35	15,6
43,15	35,704	2,8	1,59	14,4	11,69	22,45
54,66	41,403	2,23	0,786	18,51	13,366	25,72
57	42,47	2,1	0,68	19,5	13,64	26,3

Senzitivitatea benzii în raport cu diversele elemente este similară cu a amplificatoarelor II şi III, cu excepţia senzitivităţii în raport cu C_s.

Celulele pot fi conectate în cascadă fără a intercala repetoare. Performanţele se modifică foarte puţin.

Aceste însuşiri şi uşurinţa reglajului fac amplificatorul IV preferabil faţă de tipul III cu 1 sau 2 etaje. Circuitul este însă puţin mai greu integrabil datorită capacităţilor de corecţie de valori mai mari. Performanţele sale se situează, oricum, mult sub ale amplificatorului I.

Se pot impune circuitului două condiţii M.L.A. sau M.L.A.P., considerînd ajustabile R_e şi C. Condiţiile sînt realizabile numai pentru domenii mici ale valorilor rezistenţelor R_g şi R_c şi conduc la $A_{u_0} \leq 0{,}5$ şi f_s mai mici decît dacă se impune o singură condiţie [90]. Practic, varianta nu prezintă interes.

3.5. AMPLIFICATORUL V CU REACŢIE POZITIVĂ EMITOR-EMITOR

În lucrarea [77] este calculat aproximativ, ca un circuit cu reacţie, un amplificator similar cu tuburi. Circuitul *cu tranzistoare* este semnalat de autor în [74] şi calculul — prezentat în [29] şi [97].

3.5.1 Calculul condensatorului de corecţie şi al performanţelor. Fiecare etaj are o reacţie negativă locală datorită lui R_e şi există şi

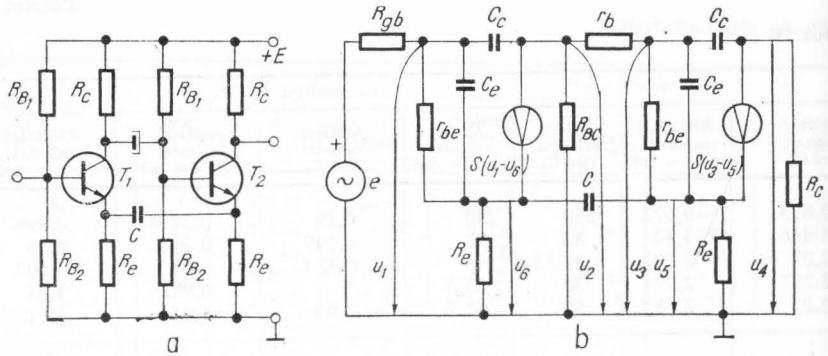

Fig. 21. Amplificatorul cu reacție pozitivă emitor-emitor:
a — schema; *b* — circuitul echivalent.

reacția pozitivă la frecvențe înalte prin condensatorul C. Schema și circuitul echivalent sînt prezentate în figura 21.

Funcționarea circuitului este descrisă de sistemul de ecuații

$$\begin{cases} u_1\left[\frac{1}{R_{gb}}+\frac{1}{r_{be}}+j\omega(C_e+C_c)\right]-u_2j\omega C_c-u_6\left(\frac{1}{r_{be}}+j\omega C_e\right)=\frac{e}{R_{gb}} \\ u_1(S-j\omega C_c)+u_2\left(\frac{1}{r_b}+\frac{1}{R_{BC}}+j\omega C_c\right)-\frac{u_3}{r_b}-u_6S=0 \\ -\frac{u_2}{r_b}+u_3\left[\frac{1}{r_b}+\frac{1}{r_{be}}+j\omega(C_e+C_c)\right]-u_4j\omega C_c-u_5\left(\frac{1}{r_{be}}+j\omega C_e\right)=0 \\ u_3(S-j\omega C_c)+u_4\left(\frac{1}{R_c}+j\omega C_c\right)-u_5S=0 \\ -u_3\left(S+\frac{1}{r_{be}}+j\omega C_e\right)+u_5\left[S+\frac{1}{R_e}+\frac{1}{r_{be}}+j\omega(C_e+C)\right]- \\ -u_6j\omega C=0 \\ -u_1\left(S+\frac{1}{r_{be}}+j\omega C_e\right)-u_5j\omega C+u_6\left[S+\frac{1}{R_e}+\frac{1}{r_{be}}+\right. \\ \left.+j\omega(C_e+C)\right]=0 \end{cases}$$

În urma unor calcule deosebit de laborioase, admițînd și mici neglijări (eroarea finală sub 5%), se obține factorul de transfer de forma (7) cu coeficienții din subrutina TRAN:

```
1-CM1C**2
  A(3)=2.*(NM1C**2-2.*(MM1C*GM1C-RM1C)+AM1C*CM1C-BM1C**
  A(2)=2.*(MM1C**2-2.*NM1C)-(AM1C**2-2.*BM1C)
  A(1)=1.
  N=5
  II=1
  GO TO 1
14 DO 12 J=1,5
12 CL(J)=.1E15
  DO 13 J=1,IM
13 CL(J)=CR(J)
  CL(1)=AMIN1(CL(1),CL(2),CL(3),CL(4),CL(5))
  CL(1)=AMAX1(CL(1),0.)
45 F(JJ)=SQRT(CL(1))/6.283
  SE ALEGE SOLUTIA CARE DETERMINA FS MAXIM
  FM=0.
  DO 44 JJ=1,IM
  IF(FS-F(JJ)) 46,46,44
46 FS=F(JJ)
  NM=JJ
44 CONTINUE
  C=CF(NM)
  AUO=B*B*RC(I)*RBC/R/(RP+RBC)
  X(I)=AUO
  U(I)=C
  Y(I)=FS
 2 Z(I)=X(I)*Y(I)
  RETURN
  END
```

12. Subrutina TRAN pentru amplificatorul V.

Nu a fost tratat circuitul ca amplificator cu reacţie [77], [91], deoarece se introduc erori mari şi imposibil de evaluat corect.

Performanţele amplifica

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	Cu condiţia M.L.A.					
		A_{u_0} calculat	C (pF) calculat fără C_s	f_s (MHz) calculat fără C_s	C (pF) calculat cu $C_s = 5$pF	f_s (MHz) calculat cu $C_s = 5$pF	C (pF) măsurat
EFT 352	5	2,308	272,33	0,172	272,89	0,171	270
„	1,43	2,45	161,8	0,310	162,76	0,308	185
„	0,37	2,51	141,39	0,418	142,63	0,416	131
„	0,05	2,525	138,495	0,503	139,876	0,496	122
„	0	2,527	138,25	0,505	139,66	0,497	110
BC 107 A	5	2,61	17,762	2,64	18,575	2,45	12
„	1,43	2,655	10,259	4,28	11,786	4,02	9
„	0,37	2,6685	8,924	5,44	10,888	4,58	6,8
„	0,05	2,6726	8,747	6,51	10,869	4,65	6
„	0	2,6733	8,733	6,58	10,868	4,7	6

Relaţia amplificării A_{u_0} este, evident, identică cu a amplificatoarelor II şi III cu două etaje, şi scrisă anume sub forma care scoate în evidenţă această identitate.

Coeficienţii sînt foarte complicaţi, dar neglijarea unor termeni duce la erori mari cel puţin în unele domenii de valori ale componentelor. Folosind scrierea simbolică a coeficienţilor, prima condiţie M.L.A. conduce la ecuaţia (13) cu coeficienţii din TRAN.

Dacă se ţine seama de capacitatea parazită C_s, coeficienţii de la numărător rămîn neschimbaţi, iar cei de la numitor se modifică aşa cum se arată în TRAN.

După cum era de aşteptat, apare la numitor şi termenul de gradul 6 în jω, deci la $\omega \to \infty$ amplificarea tinde spre zero.

Coeficienţii A, B, E rămîn, practic, nemodificaţi.

Valorile calculate şi experimentale sînt prezentate în tabelul 9, comparativ, cu condiţiile M.L.A. şi M.L.P.

Valoarea optimă a condensatorului de corecţie este mai mică decît a amplificatoarele III şi IV. Produsul AB este foarte apropiat de al circuitului III cu 2 etaje, dar mai mic decît al circuitului IV, mai ales în prezenţa capacităţilor parazite. Circuitul IV este mai ieftin decît acesta, deci îi este superior din toate punctele de vedere.

Rezultatele experimentale sînt foarte apropiate de cele calculate ţinînd seama de C_s. Variaţia benzii măsurate este puţin mai lentă decît a benzii calculate.

Tabelul 9

torului V

			Cu condiţia M.L.P.				
f_s (MHz) măsurat	AB (MHz) calculat fără C_t	AB (MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF	C (pF) calculat fără C_s	f_s (MHz) calculat fără C_s	C (pF) calculat cu $C_s = 5$ pF	f_t (MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF	AB (MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF
0,270	0,396	0,3947	182	0,135	182,5	0,134	0,309
0,476	0.7595	0,7546	103	0,242	104	0,240	0,588
0,527	1,0492	1,0442	96	0,310	97,5	0,306	0,768
0,560	1,2701	1,2524	94	0,388	96	0,382	0,965
0,583	1,2761	1,2559	93,7	0,389	95,8	0,383	0,968
3,25	6,89	6,3945	12,5	2,02	13,2	1,89	4,933
4,37	11,37	10,673	7,1	3,21	7,5	3,01	7,892
4,45	14,5166	12,2217	5,9	4,14	6,8	3,52	9,393
4,50	17,4	12,4276	5,8	4,83	6,7	3,88	10,37
4,87	17,59	12,5645	5,77	4,97	6,68	4,09	10,934

Banda poate fi lărgită adăugînd și condensatoare în paralel cu rezistențele R_e la primul tranzistor, la al doilea sau la amîndouă (fig. 22). Calculul performanțelor se complică foarte mult. Experimental s-au obținut pentru aceste condensatoare valori puțin mai mici decît pentru

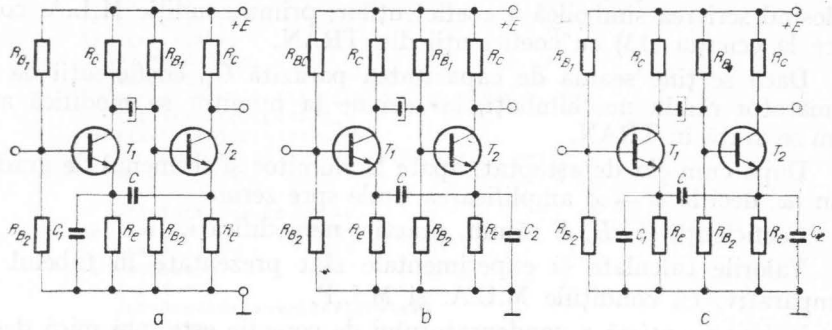

Fig. 22. Amplificatorul cu reacție pozitivă emitor-emitor și cu condensatoare în paralel cu R_e
a, *b* — cu un condensator *c* — cu două condensatoare

condensatorul de reacție. Lărgirea suplimentară a benzii este foarte mică (5—10%), reglajul și calculul sînt mai dificile, costul mai ridicat, deci nu este avantajos să se adauge aceste condensatoare.

3.5.2 Analiza pe calculator determină la acest circuit rezultate și concluzii întru totul asemănătoare cu cele de la amplificatorul III cu 2 etaje. Contează și aici termenii de grad superior în jω.

La creșterea rezistenței R_g, C_{optim} crește, iar A_{u_0}, f_s și AB scad constant, ca la majoritatea circuitelor.

Condensatorul de corecție are valori acceptabile numai dacă $R_e > 50\ \Omega$. Cu cît R_e este mai mare, cu atît C_{optim}, A_{u_0} și AB sînt mai mici, iar f_s crește.

Senzitivitatea amplificării în raport cu parametrii tranzistorului este foarte mică, la fel ca la circuitele II, III și IV.

Față de amplificatorul IV, contează mult mai mult capacitățile parazite, deci și interconectarea etajelor influențează mai mult performanțele fiecăruia.

Din toate punctele de vedere, acest circuit este inferior amplificatorului IV, deci nu intră în competiție, cu atît mai mult cu cît și relațiile de calcul sînt foarte complicate.

3.6. AMPLIFICATORUL VI COLECTOR COMUN — EMITOR COMUN

Repetoarele se pot încadra și ele între amplificatoarele de bandă largă. Repetorul urmat de amplificator EC este numit „amplificatorul VI". Performanțe *mai* bune se obțin cu superrepetorul catodic (supercatodina, repetorul cu sarcină dinamică) și corespondentul său cu tranzistoare, eventual și cu tranzistoare MOS [14], [81]. Superrepetorul depășește domeniul acestei lucrări, deoarece pentru a realiza o amplificare supraunitară trebuie folosite cel puțin trei tranzistoare.

Amplificatorul VI este tratat pe scurt în [3], pentru cazul $R_g = R_c$, deci ca un circuit de separație între etaje amplificatoare tip I. Se afirmă că interacțiunea dintre impedanța de ieșire mică, de natură inductivă, a tranzistorului *CC* și impedanța de intrare capacitivă a tranzistorului *EC* poate da naștere la poli complecși, eventual la o caracteristică MLA. Calculul riguros [74] arată că circuitul *nu poate* îndeplini condiția MLA, adevăr verificat experimental.

Circuitul a fost tratat și este adus în discuție și în această lucrare deoarece utilizarea lui este obligatorie ca etaj separator, pentru verificarea experimentală a funcționării altor circuite și în realizarea unor amplificatoare pentru diferite utilizări. Este deci important de cunoscut proprietățile acestui circuit, mai ales caracteristicile de frecvență [86].

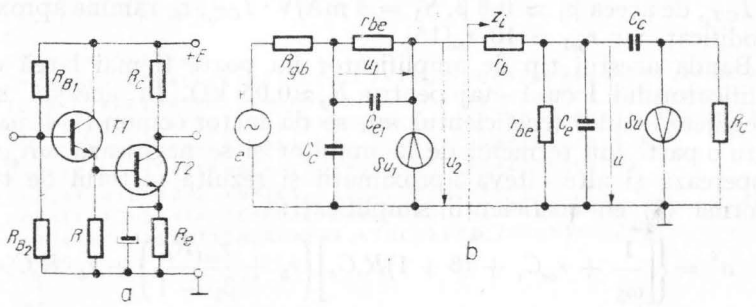

Fig. 23. Amplificatorul CC—EC:
a — schema; *b* — circuitul echivalent.

Comportarea în frecvență a repetorului pe emitor este tratată și în lucrările [14], [66], [75], [80], [81], [82], [83], [85].

Schema și circuitul echivalent sînt prezentate în figura 23.

Se notează cu indicele *1* parametrii primului tranzistor, care lucrează la curent mult mai mic decît T_2. Pentru T_2 se preiau relațiile de la amplificatorul *I* (emitor comun), neglijînd și acum nulul factorului

de transfer (coeficientul m), dar nu și coeficientul b. Se transcrie impedanța de intrare a amplificatorului EC ținînd seama și de termenii de gradul 2 în $j\omega$, la numărător și numitor, cu neglijări foarte mici:

$$Z_i \approx (r_{be}+r_b)\frac{1+j\omega\frac{r_b}{r_{be}+r_b}\left[\frac{1}{\omega_\beta}+C_c\left(r_{be}+\beta R_c+R_c\frac{r_{be}+r_b}{r_b}\right)\right]-\frac{\omega^2}{\omega_\beta}\cdot\frac{R_c r_b}{r_{be}+r_b}C_c}{1+j\omega\left[\frac{1}{\omega_\beta}+r_{be}C_e+(\beta+1)R_cC_c\right]-\frac{\omega^2}{\omega_\beta}R_cC_c} \tag{87}$$

Se neglijează R față de Z_i, deoarece de obicei $R \gg Z_i$, sau oricum R este mult mai mare decît impedanța de ieșire a repetorului. În aceste condiții, funcționarea primului tranzistor este descrisă de sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} u_2 = Z_i u_1 (S_1 + 1/r_{be1} + j\omega C_{c1}) \\ e = R_{gb} i + u_1 + u_2 \\ i = j\omega C_{c1}(u_1 + u_2) + u_1\,(1/r_{be1} + j\omega C_{e1}) \end{cases} \tag{88}$$

Rezolvarea sistemului și înmulțirea cu factorul de transfer al unui etaj EC determină factorul de transfer global de forma (7) cu coeficienții din subrutina TRAN (v. pag. 111).

Pentru calculul numeric și măsurare s-a ales curentul prin T_1 $0{,}1 \cdot I_{CT_2}$, de aceea $\beta_1 \approx 0{,}8\,\beta$, $S_1 = 4\ \text{mA/V} \cdot I_{CT_2}$, r_b rămîne aproximativ nemodificat, iar $r_{be1} \approx 10\ r_{be}$[15].

Banda acestui tip de amplificator nu poate fi mai largă decît a amplificatorului I cu 1 etaj pentru $R_g \approx 0{,}05$ kΩ. În această situație se neglijează nulul (coeficientul m), se dă factor comun $(1 + j\omega R_{gb}C_{c1})$ pentru o parte din termenii de la numitor și se neglijează $\omega R_{gb}C_{c1} \ll 1$. Se operează și alte cîteva aproximații și rezultă factorul de transfer de forma (7) cu coeficienții simplificați:

$$a'' = \left\{\left[\frac{1}{\omega_\beta}+r_{be}C_c+(\beta+1)R_cC_c\right]\left(r_b+\frac{r_{be1}R_{gb}}{\beta_1+1}\right)+r_{bc}R_cC_c+\right.$$
$$\left.+\frac{R_{gb}+r_{be}+r_b}{(\beta+1)}\right\}:\left(r_{be}+r_b+\frac{r_{be1}+R_{gb}}{\beta_1+1}\right)$$

$$b'' = \left\{\left[\frac{1}{\omega_\beta}+r_{be}C_c+(\beta+1)R_cC_c\right]\frac{R_{gb}+r_b}{(\beta_1+1)\omega_{\beta 1}}+\frac{R_cC_c}{\omega_\beta}\left(r_b+\frac{r_{be1}R_{gb}}{\beta_1+1}\right)+\right.$$
$$\left.+\frac{r_{be}R_cC_c}{(\beta_1+1)\omega_{\beta 1}}\right\}:\left(r_{be}+r_b+\frac{r_{be1}+R_{gb}}{\beta_1+1}\right) \tag{89}$$

Frecvența-limită se calculează cu expresia (29). Pentru frecvența $f_s \leqslant 5\, f_\beta$ se poate neglija b'' și rezultă

$$f_s \approx 1 : \left\{ 2\pi \left\{ \left[\frac{1}{\omega_\beta} + r_{be}C_c + (\beta + 1)R_cC_c \right] \left(r_b + \right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left. + \frac{r_{b1} + R_{gb}}{\beta_1 + 1} \right) \cdot \frac{1}{r_{be} + r_b} + \frac{r_{be}\, R_cC_c}{r_{be}\, r_b} \right] \right\} \qquad (90)$$

Pentru a ține seama de capacitățile parazite, în coeficienții a, b, c, d se înlocuiește rezistența R_c cu $R_c/(1 + j\omega\, R_c\, C_c)$. Celelalte capacități parazite sînt mult mai puțin importante și complică mult relațiile. Coeficientul m nu se modifică, iar ceilalți iau forma din subrutina TRAN.

Rezultatele calculate și experimentale sînt prezentate în tabelul 10.

Tabelul 10

Performanțele amplificatorului VI.

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u_0} calculat	f_s (MHz) calculat fără C_s	f_s (MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF	f_s (MHz) măsurat	AB (MHz) calculat fără C_s	AB (MHz) calculat cu $C_s = 5$ pF
EFT 352	5	53,143	0,05158	0,0575	0,048	2,741	2,738
„	1,43	55,712	0,0573	0,0572	0,053	3,20	3,194
„	0,37	56,536	0,05777	0,0577	0,055	3,266	3,261
„	0,05	56,787	0,05766	0,05757	0,057	3,2745	3,269
„	0	56,825	0,05763	0,05754	0,06	3,275	3,27
BC107 A	5	74,185	1,1235	1,08486	0,95	83,346	80,480
„	1,43	74,488	1,077	1,035	0,98	80,28	77,08
„	0,37	74,582	1,0186	0,981	1,00	75,97	73,20
„	0,05	74,610	0,9985	0,963	1,01	74,497	71,882
„	0	74,615	0,9953	0,9606	1,02	74,264	71,685

Se observă senzitivitatea deosebit de mică a amplificării, benzii, deci și a produsului AB în raport cu R_g. Performanțele la valori mari ale lui R_g sînt mai bune decît ale amplificatorului I cu un etaj, dar mai slabe decît ale celui cu 2 etaje.

Valorile măsurate sînt foarte apropiate de cele calculate.

Analiza pe calculator dă rezultate, firește, asemănătoare cu cele de la amplificatorul I, în afară de dependența foarte mică a performanțelor de valoarea lui R_g.

La variația lui R_g, banda și produsul AB prezintă un maxim pentru $R_g = 3 - 5$ kΩ, valoare cu atît mai mare și maximă cu atît mai pronunțată cu cît β și I_c sînt mai mari. În orice situație însă, aceste maxime determină o creștere de cel mult 15% față de valoarea minimă. Este greu de admis pentru ele explicația unei „rezonanțe".

3.7. AMPLIFICATORUL VII CU GRUP RC DE CORECȚIE ÎN CIRCUITUL BAZEI

3.7.1. **Calculul performanțelor și al corecției** [3], [88], [89], [90], [53]. Funcționarea circuitului este mai avantajoasă dacă grupul RC se conectează *după* divizorul de polarizare a bazei și nu *înaintea* lui, deoarece astfel circuitul este comandat de un generator cu rezistența internă R_g, nu $R'_g > R_g$ (vezi pag. 24), deci are banda mai largă. Amplificarea este aproximativ aceeași în cele două cazuri. În această variantă schema și circuitul echivalent al circuitului cu 1 etaj sînt prezentate în figura 24.

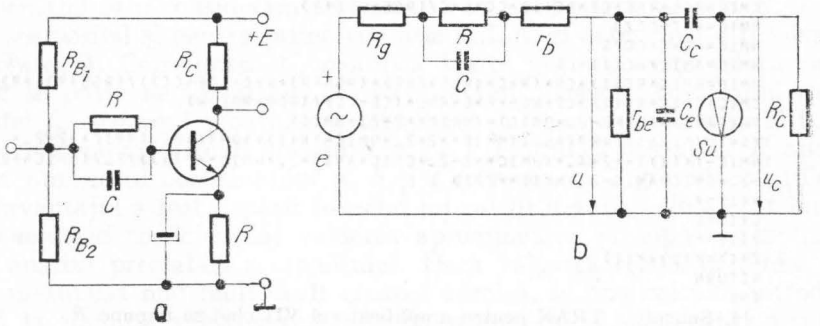

Fig. 24. Amplificatorul cu grup RC de corecție în circuitul bazei
a — schema; *b* — circuitul echivalent.

Funcționarea circuitului este descrisă de sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} u\left[\dfrac{1}{r_{be}} + j\omega C_e + \dfrac{1}{R_{gb} + R/(1 + j\omega RC)} + j\omega C_c\right] = \\ \qquad = \dfrac{e}{R_{gb} + R/(1 + j\omega RC)} + u_c j\omega C_c \\ u_c\left(\dfrac{1}{R_c} + j\omega C_c\right) = -u(S - j\omega C_c) \end{cases} \qquad (91)$$

Prin rezolvarea sistemului se obține factorul de transfer de forma (7) cu coeficienții din subrutina TRAN.

```
      SUBROUTINE TRAN(B,FT,RB3,CC,IC,RE,RG,RC,X,U,Y,Z,TK)
C
C     AMPLIFICATOR CU GRUP RC DE CORECTIE IN CIRCUITUL BAZEI
C
      DIMENSION RE(30),RG(30),RC(30),X(30),U(30),Y(30),Z(30),TK(30)
      REAL MMIC,NMIC,IC
      S=40.*IC
      RBE=B/S
      OB=6.283*FT/B
      CE=1./RBE/OB
      CS=.005
      DO 2 I=1,30
      RGB=RG(I)+RB3
      TK(I)=0.
      R=5.*RE(I)
      AUO=B*RC(I)/(RGB+RBE+R)
      C1=R**2*RBE*(B*RC(I)*CC+RBE*(CE+CC))
      C=(C1+SQRT(C1**2+R**3*(R+2.*(RBE+RGB))*((R+RGB)**2*((B+1.)*RC(I)*
     1CC+RBE*(CE+CC))**2+(RBE*RC(I)*CC)**2+2.*(R+RGB)*((B+1.)*RC(I)+RBE)
     2*RBE*RC(I)*CC**2)))/R**3/(R+2.*(RBE+RGB))
      AMIC=(R*C*(RGB+RBE)+RBE*RC(I)*CC+(RGB+R)*((B+1.)*RC(I)*CC+RBE*(CE+
     1CC)))/(RGB+RBE+R)
      BMIC=(RBE*RC(I)*CC*R*C+(RGB+R)*RBE*CE*RC(I)*CC+RGB*R*C*((B+1.)*
     1RC(I)*CC+RBE*(CE+CC)))/(RGB+RBE+R)
      CMIC=RGB*RBE*CE*RC(I)*CC*R*C/(RGB+RBE+R)
      MMIC=R*C-CC/S
      NMIC=-R*C*CC/S
      AMIC=AMIC+RC(I)*CS
      BMIC=BMIC+RC(I)*CS*(R*C*(RGB+RBE)+(RGB+R)*RBE*(CE+CC))/(RGB+RBE+R)
      CMIC=CMIC+RC(I)*CS*RGB*R*C*RBE*(CE+CC)/(RGB+RBE+R)
      TK(I)=(AMIC**2-2.*BMIC)-(MMIC**2-2.*NMIC)
      FS=1./6.283*SQRT(ABS((MMIC**2+2.*NMIC-TK(I)+SQRT(ABS((MMIC**2+2.*
     1NMIC-TK(I))**2+4.*(BMIC**2-2.*CMIC*AMIC-2.*NMIC**2))))/2./(BMIC**2
     2-2.*CMIC*AMIC-2.*NMIC**2)))
      X(I)=AUO
      U(I)=C
      Y(I)=FS
    2 Z(I)=X(I)*Y(I)
      RETURN
      END
```

14. Subrutina TRAN pentru amplificatorul VII cînd se impune R.

Prima condiția M.L.A. determină relația:

$$R^3C^2[R + 2(R_{gb} + r_{be})] - 2R^2Cr_{be}[\beta R_cC_c + r_{be}(C_e + C_c)] -$$
$$- (R + R_{gb})^2[(\beta + 1)R_cC_c + r_{be}(C_e + C_c)]^2 -$$
$$- 2(R + R_{gb})[(\beta + 1)R_c + r_{be}]r_{be}R_cC_c^2 - r_{be}^2R_c^2C_c^2 = 0 \qquad (92)$$

Relația este o ecuație de gradul 2 în C și de gradul 4 în R. Dacă se rezolvă ecuația în raport cu C, se pot neglija o parte din termeni și rezultă:

$$C \approx \frac{(\beta + 1)R_cC_c + r_{be}(C_e + C_c)}{R[R + 2\ (r_{be} + R_{gb})]}\left[r_{be} + (R + R_{gb})\sqrt{1 + 2\frac{r_{be} + R_{gb}}{R}}\right] \qquad (93)$$

Ținînd seama de capacitatea parazită C_s în paralel cu R_c coeficienții m și n rămîn neschimbați, iar ceilalți se modifică așa cum se vede în TRAN.

Deoarece capacitatea C_s intervine în circuit la fel ca la amplificatorul I, nici la acest circuit C_s nu determină creșterea gradului în $j\omega$ al polinomului D. Ecuația pentru determinarea condensatorului C rămîne, practic, neschimbată.

A doua condiția M.L.A. conduce la relația

$$R^2C^2\left\{\frac{C_c^2}{S^2}(R + R_{gb} + r_{be})^2 - r_{be}^2R_c^2C_c^2 - R_{gb}^2[(\beta + 1)R_cC_c + r_{be}(C_e + C_c)]^2 -\right.$$
$$\left. - 2r_{be}R_cC_c^2R_{gb}[(\beta + 1)R_c + r_{be}] + 2R_{gb}^2r_{be}C_eR_cC_c\right\} -$$
$$- 2R^2CR_c^2C_c^2r_{be}^2C_e - (R_{gb} + R)^2r_{be}^2C_c^2R_c^2C_c^2 = 0 \qquad (94)$$

Aceasta este o ecuație de gradul 2 în C și gradul 4 în R. Este mai convenabil să o considerăm de gradul 2 în (RC) și gradul 2 în R, ceea ce este posibil și pentru prima condiție M.L.A. și determină o rezolvare mai ușoară. Capacitatea C_s modifică foarte puțin această relație, așa încît se poate neglija și aici. C_s va interveni, desigur, la calculul frecvenței f_s. Sistemul ecuațiilor determinate de cele două condiții M.L.A. se rezolvă cu algoritmul prezentat în § 2.1. Faptul că variabila R apare și la numitorul coeficienților a, b și c mărește cu 2 gradul ecuațiilor. Dezavantajul a fost depășit folosind un calcul iterativ: s-a alocat lui R *la numitorul* coeficienților valoarea aproximativă presupusă, rezultată din analiza prealabilă a circuitului. Dacă valoarea rezultată diferă de cea presupusă mai mult decît eroarea admisă, se reia calculul introducînd la numitor valoarea rezultată din primul calcul. Se repetă operația pînă cînd eroarea scade sub cea admisă. Valoarea inițială a lui R și relațiile de iterare trebuie alese cu grijă pentru a asigura convergența șirului de valori ale lui R.

3.7.2. Rezultatele obținute impunînd valoarea lui R. Pentru o primă apreciere a performanțelor s-a introdus în programul A valoarea $R = 5\ R_e$. Astfel, se consideră în general $R = 5$ kΩ și se determină și modificarea performanțelor la variația lui R.

Rezultatele calculate și experimentale, cu $R = 5$ kΩ sînt prezentate în tabelul 11.

Evident, amplificarea este cel mult egală cu a circuitului I la $R_g = R = 5$ kΩ. Lărgirea benzii este mai mare la R_g mic. La tranzistorul EFT 352 produsul AB este aproximativ egal cu al amplificatorului I, dar la BC 107 A produsul AB este totdeauna mai mic decît al circuitului I.

Tabelul 11.

Performanțele amplificatorului VII impunînd $R = 5$ kΩ

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u_0} calculat	C(pF) calculat	f_s (MHz) calculat fără C_s	f_s (MHz) calculat cu $C_s = 5$pF	C(pF) măsurat	f_s(MHz) măsurat	AB (MHz) calculat fără C_s	AB (MHz) calculat cu $C_s = 5$pF
EFT 352	5	8,73	2171	0,0398	0,0398	2050	0,0354	0,348	0,348
„	1,43	12,7	1933	0,084	0,084	2050	0,071	1,072	1,072
„	0,37	14,663	1894	0,203	0,2024	2000	0,175	2,98	2,969
„	0,05	15,385	1888	0,43	0,4277	1950	0,432	6,62	6,58
„	0	15,5	1887	0,525	0,516	1920	0,553	8,13	7,98
BC 107A	5	26,578	510	0,216	0,215	470	0,260	5,75	5,718
„	1,43	34,86	464	0,548	0,54	450	0,635	19,25	18,95
„	0,37	38,388	457	1,718	1,658	420	1,950	65,99	63,63
„	0,05	39,604	456,3	6,498	5,489	420	5,946	257,36	217,38
„	0	39,8	456,2	11,416	7,966	420	8,316	454	327,6

Îngustarea benzii datorită capacității C_s este similară cu a amplificatorului *I*.

Dependența parametrilor de R_c și R_g este similară cu cea de la amplificatorul *I*, așa cum era de așteptat.

Nu se pot folosi rezistențe R de valori sub 0,4 kΩ, deoarece rezultă C inacceptabil de mare. Produsul AB este maxim cînd $R = 1$ kΩ indiferent de tranzistor și de punctul de funcționare, dar variația produsului AB în raport cu R este foarte mică.

Dacă se modifică simultan R_c și R, în raportul $R = 2{,}5\ R_c$, cînd rezistențele cresc, C scade, iar A_{u_0}, banda și AB cresc.

Intuitiv, funcționarea acestui circuit de corecție s-ar explica prin realizarea unui divizor rezistiv compensat, format din r_{be} în paralel cu C_e și R în paralel cu C. Explicația nu este satisfăcătoare, deoarece constanta de timp RC este întotdeauna mai mare decît $r_{be}\ C_e$ și chiar decît $r_{be}\ C_T$. S-a notat $C_T = C_e + C_c(1 - A_{u_0})$, deci capacitatea echivalentă văzută la intrarea tranzistorului. Încă o dată se dovedește că o explicație intuitivă trebuie considerată o ipoteză, nu o bază pentru calcul.

3.7.3. Rezultatele obținute impunînd condițiile M.L.A. sau M.L.A.P. Coeficienții din subrutina M.L.A.P. sînt înscriși la pag. 117.

Analiza pe calculator nu a găsit valori reale pozitive pentru componentele R și C cu care să se obțină caracteristica M.L.A. și numai valori izolate pentru M.L.A.P., deși au fost rulate în domenii largi valorile inițiale și relațiile de iterare, pentru a asigura convergența șirului de valori R.

Înlocuind tranzistorul BC 107 cu un altul, cu C_c de 10 ori mai mare, condițiile M.L.A. pot fi îndeplinite numai în domenii restrînse


```
C
C     AMPLIFICATOR CORECTAT CU GRUP  RC  IN CIRCUITUL BAZEI
C
      X1=1.
      Y1=0.
      XL1=-CC/S
      X2=XL1
      Y2=0.
      XL2=0.
      GO TO 14
   13 RB=R
   14 XA1=(RGB+RBE)/(RBE+RGB+RB)
      XAL1=(RBE*RC*CC+(RC*CC*(B+1.)+RBE*(CE+CC))*RGB)/(RBE+RGB+RB)
      YA1=(RC*CC*(B+1.)+RBE*(CE+CC))/(RBE+RGB+RB)
      XA2=XAL1
      YA2=RBE*RC*CE*CC/(RBE+RGB+RB)
      XAL2=YA2*RGB
      XA3=XAL2
      YA3=0.
      XAL3=0.
C
```

15. Coeficienții din subrutina MLAP pentru amplificatorul VII.

de valori ale lui β, I_c și R_c. Pentru $\beta = 200$, $I_c = 2$ mA și $R_c = 2$ kΩ, rezultatele calculelor sînt concentrate în tabelul 12.

Rezultatele nu au fost verificate experimental, deoarece este discutabilă aprecierea unei caracteristici M.L.A. cu două derivate nule în origină.

Rigurozitatea crescută a caracteristicii de amplitudine este un avantaj *mic* față de creșterea costului componentelor și reglajului, deci circuitul care îndeplinește două condiții M.L.A. este practic neinteresant.

Pentru a evita creșterea gradului ecuațiilor, s-a folosit calculul iterativ, ceea ce a determinat însă prelungirea timpului de lucru al calculatorului. Astfel, programul *A* analizează circuitele III, IV, V în 15—20 minute. Analiza acestui amplificator sau a amplificatorului XI

Tabelul 12.

Performanțele amplificatorului VII cu două condiții M.L.A.

R_g (kΩ)	R (kΩ)	C (pF) calculat	A_{u_0}	f_s (MHz)	AB (MHz)
5	0,3744	17,3	50,47	1,33	67,1
1,43	0,1135	96	96,8	1,87	181
0,37	0,0345	585	135,5	165,31	22 383
0,05	0,0158	494,7	152,9	4,2	642
0,0158	0,0142	320	155,04	4,3	666,5

fără iterații asupra valorii lui R durează cam 45 minute, deoarece subrutina cu două condiții M.L.A. este mai complicată și apelează și subrutina F4BAIRSTØW din biblioteca matematică a calculatorului. Analiza acestui amplificator sau a amplificatorului XII', *cu iterații* asupra valorii lui R, durează $2\ \frac{1}{2}$ — 4 ore, deci de încă 3 — 6 ori mai mult.

Acest exemplu ilustrează utilitatea găsirii unor relații de calcul direct, oricît de complicate și oricît de laborios ar fi drumul pentru găsirea lor. Performanțele acestui circuit, în orice variantă, îl fac practic necompetitiv față de amplificatoarele I și XI'. El mai are și dezavantajul dependenței amplificării de valoarea rezistenței de corecție.

3.8. AMPLIFICATORUL VIII CU REACȚIE NEGATIVĂ PARALEL-SERIE

Amplificatorul VIII este prezentat în [3] și calculat aproximativ, de același autor în [91] cu metodele circuitelor cu reacție și folosind unilateralizarea. Circuitul este citat și în [93] ca bloc care asigură o amplificare de valoare precisă *și* cînd este realizat ca parte a unui circuit integrat. Circuitul este tratat și în [92], [94], [95], [96].

3.8.1. Calculul performanțelor și al corecției. Schema și circuitul echivalent sînt prezentate în figura 25.

Funcționarea circuitului este descrisă de sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} u_i\left(\frac{1}{R_g}+\frac{1}{r_b}+\frac{1}{R}\right)=\frac{e}{R_g}+\frac{u_1}{r_b}+\frac{u_e}{R} \\ u_1\left(\frac{1}{r_{be}}+j\omega C_e+\frac{1}{r_b}+j\omega C_c\right)=\frac{u_i}{r_b}+u_2 j\omega C_c \\ u_2\left(\frac{1}{R_{BC}}+\frac{1}{r_b}+j\omega C_c\right)=-u_1(S-j\omega C_c)+\frac{u_3+u_e}{r_b} \\ u_3\left(\frac{1}{r_{be}}+j\omega C_e+\frac{1}{r_b}+j\omega C_c\right)=\frac{u_2-u_e}{r_b}+(u-u_e)j\omega C_c \\ u_e\left(\frac{1}{R_e}+\frac{1}{R}\right)=\frac{u_i}{R}+u_3\left(S+\frac{1}{r_{be}}+j\omega C_e\right) \\ u\left(\frac{1}{R_c}+j\omega C_c\right)=-u_3(S-j\omega C_c)+u_e j\omega C_c \end{cases} \tag{95}$$

Rezolvarea sistemului este deosebit de laborioasă și conduce la factorul de transfer de forma (7) cu coeficienții din subrutina SUSE.

Această subrutină este un program din categoria E, care, sub forma prezentată, este apelată printr-o subrutină TRAN.

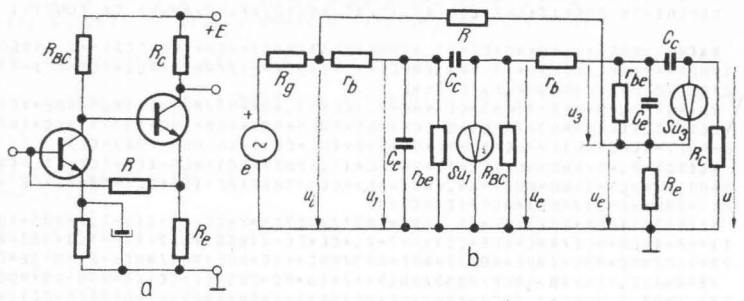

Fig. 25. Amplificatorul cu reacție negativă paralel-serie:
a — schema; *b* — circuitul echivalent.

La acest amplificator și la următoarele două, „corecția" este realizată de o rezistență cu sau fără un condensator *în paralel*, deci la aceste trei circuite, spre deosebire de celelalte, *amplificarea* A_{u_0} *depinde de componenta de corecție*. Este un dezavantaj atît pentru proiectare, deoarece impune o restricție prin amplificarea cerută de la circuit, cît

```
      SUBROUTINE TRAN(B,FT,RB3,CC,IC,RE,RG,RC,X,U,Y,Z,TK)
C
C              AMPLIFICATOR  CU  REACTIE  SERIE - PARALEL
C
      DIMENSION RE(30),RG(30),RC(30),X(30),U(30),Y(30),Z(30),TK(30)
      REAL MMIC,NMIC,IC
      S=40.*IC
      RBE=B/S
      OB=6.283*FT/B
      CE=1./RBE/OB
      DO 2 I=1,30
      RGB=RG(I)+RB3
      TK(I)=0.
      RBC=RC(I)*5./(RC(I)+5.)
      RQ=RC(I)
      RT=RE(I)
      CALL SESU(RT,RQ,RGB,RB3,RBE,CE,CC,B,R,FS,AUO,AB)
      X(I)=AUO
      U(I)=R
      Y(I)=FS
    2 Z(I)=X(I)*Y(I)
      RETURN
      END
```

```
1CC+RBE*(CE*(1.+RB3/RE)+(RC+RB3)/RE*CC))+B*RBE*(CE+RB3/RE*CC)*RC*CC
2+RBE*(CE+CC)*((B+1.)*RB3*CC*(2.+RC/RE)+RBE/RE*RB3*(CE+2.*CC)+RC/RE
3*(RBE+RB3)*CC)+RBE*CE*RB3*CC*(1.+(RBE+RB3)/RBC+(RBE+RB3)/RE)+RBE*C
4E*RC*CC*(RBE+RB3)/RBC*(1.+RB3/RE))*RG+(1.+R/RE)*(((B+1.)*RB3*CC+RB
5E*(CE+CC)*(1.+RB3/RBC))*(RGB*((B+1.)*RC*CC+RBE*(CE+CC))+RBE*RC*CC)
6+RBE*CE*CC*RGB*(RBE+RB3)*(1.+RC/RBC)+RBE*CE*RC*CC*RGB+RBE*RC*CC*CC
7*((B+1.)*RB3+RG*RBE/RBC)+RBE**2*RB3*CC*(CE+CC))+R*((B+1.)*CC*((RC+
8RB3)*(RB3*RBE/RBC*(CE+CC)+((B+1.)*RB3+RBE)*CC)+RBE*RB3*(3.*CE+CC))
9+RBE*CE*((RBE+RB3)*CC*(1.+(RC+RB3)/RBC)+RBE*CC+RBE*RB3/RBC*(CE+CC)
0))+RG*R*((B+1.)*CC*((B+1.)*(RC+RB3)*CC+2.*RBE*CE+RBE*CC*RC/RE+(1.
1+(RC+RB3)/RBC)*RBE*(CE+CC))+RBE*CE*((1.+(RC+RB3)/RBC)*CC+RBE*(CE+C
2C)/RBC)))/DO
  CMIC=RBE*CE*CC*(RG*RB3*(2.*(B+1.)*CC*(RB3+RC+RB3*RC/RE)+2.*RBE*CC
1*RC/RE+RBE*(CE+CC)*(2.+(RC+RB3)/RBC+(RC+RB3)/RE+RC*RB3/RBC/RE))+
2(1.+R/RE)*(2.*RC*RB3*CC*((B+1.)*RGB+RBE)+RBE*(CE+CC)*RGB*(RC*(1.
3+RB3/RBC)+RB3))+R*(2.*(B+1.)*RB3*CC*(RC+RB3)+RC*RBE*CC+RBE*RB3*(
4CE+CC)*(2.+(RC+RB3)/RBC))+RG*R*(2.*(B+1.)*(RC+RB3)*CC+RBE*(CE+CC)
5*(1.+(RC+RB3)/RBC)+RBE*CE+RBE*CC*RC/RE))/DO
  DMIC=(RBE*CE*CC)**2*((R*RGB+RG*RB3)*(RC+RB3+RB3*RC/RE)+RC*RB3*RGB)
1/DO
C
C     SE CALCULEAZA  FS , AUO , AB
C
      EMLA=2.*(MMIC**2-2.*NMIC) -(AMIC**2-2.*BMIC)
      FMLA=BMIC**2-2.*(AMIC*CMIC-DMIC+NMIC**2-2.*(MMIC*QMIC-RMIC))
      FS=SQRT((EMLA+SQRT(EMLA**2+4.*FMLA))/2./FMLA)/6.283
      AUO=NO/DO
      AB=AUO*FS
      GO TO 44
   42 R=0.
      AUO=0.
      FS=0.
      AB=0.
   44 RETURN
      END
```

16. Subrutina SUSE pentru calculul amplificatorului VIII.

și pentru experimentare, deoarece trebuie reajustat de fiecare dată cîștigul osciloscopului.

Se observă că N și D sînt de același grad, ceea ce corespunde cu aspectul pe care îl capătă circuitul echivalent la ω tinzînd spre infinit. Situația a mai fost întîlnită la amplificatoarele II și V.

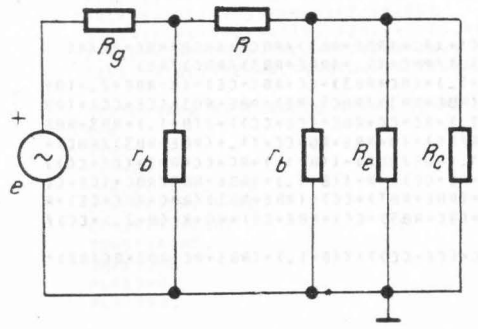

Fig. 26. Circuitul echivalent al amplificatorului VIII pentru $\omega \to \infty$

Se deduce cu ușurință:

$$A_u(\omega \to \infty) = \frac{r_b r_{bec}}{R_g(R + r_{bec} + r_b) + r_b(R + r_{bec})} \tag{96}$$

unde

$$r_{bec} = \frac{r_b R_e R_c}{r_b R_e + r_b R_c + R_e R_c}$$

Ca o verificare a corectitudinii calculelor, această relație coincide cu cea care rezultă direct din factorul de transfer:

$$A_u(\omega \to \infty) = A_{u_t} \frac{r}{d}$$

Coeficienții polinoamelor N și D fiind atît de complicați, condiția M.L.A. determină un calcul deosebit de laborios. Acești coeficienți pot căpăta, prin neglijări, forme mai simple, dar cu valabilitate limitată pentru anumite domenii de valori ale componentelor circuitului și ale parametrilor tranzistoarelor.

În unele lucrări, rezistența de sarcină a primului tranzistor este sensibil mai mare decît a tranzistorului al doilea. În relațiile din lucrarea de față, această rezistență este numită R_{BC} și i se poate atribui orice valoare în raport cu R_c, fără a afecta valabilitatea calculului.

Rezultă pentru determinarea rezistenței de reacție R ecuația de gradul 4:

$$A(5)R^4 + A(4)R^3 + A(3)R^2 + A(2)R + A(1) = 0 \tag{97}$$

cu coeficienții și rezolvarea în subrutina SUSE.

Date fiind rapoartele între coeficienți, ecuația poate avea una sau nici o rădăcină reală pozitivă. Nu este deci posibilă totdeauna realizarea caracteristicii M.L.A. În această situație, se poate calcula valoarea R_g sau a altei componente pentru care $R = 0$, deci condițiile-limită.

Frecvența-limită se calculează cu relația (12) fără a neglija coeficienții termenilor de grad superior în $j\omega$.

Capacitățile parazite apar în circuit în mod similar cu amplificatoarele II, IV, V și au, deci, un efect de același ordin de mărime.

Rezultatele calculate și cele experimentale sînt prezentate în tabelul 13.

Chiar cînd îndeplinește prima condiție M.L.A., caracteristica de amplitudine poate prezenta o supracreștere la frecvențe înalte, datorită

Tabelul 13

Performanțele amplificatorului VIII.

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u_0} calculat	R (kΩ) calculat	R (kΩ) măsurat	f_s (MHz) calculat	f_s (MHz) măsurat	AB (MHz) calculat
EFT 352	5	3,347	9,206	8,71	0,264	0,220	0,884
„	1,43	9,199	7,302	5,9	0,287	0,328	2,640
„	0,37	19,225	3,667	2,92	0,347	0,419	6,668
„	0,05	47,274	0,515	0,25	0,395	0,460	18,675
„	9,51Ω	184,033	0	—	0,266	0,300	49,012
BC 107 A	5	5,372	14,114	15,32	3,714	3,373	19,995
„	1,43	16,02	12,69	14,69	4,07	4,102	64,30
„	0,37	33,3	7,83	7,60	5,39	5,696	179,84
„	0,05	47,975	0,4	0,63	11,039	11,389	529,295
„	34 Ω	59	0	—	12	12,313	700

zerourilor funcției de transfer. Valorile experimentale ale rezistenței R prezintă, de aceea, abateri față de cele calculate, deoarece au fost apreciate ca optime cînd caracteristica de amplitudine nu mai avea o supracreștere sezisabilă cu ochiul liber.

Se observă că, la creșterea lui R_g, valoarea optimă a lui R crește, iar A_{u_0} și produsul AB scad continuu. Pentru amplificatorul cu tranzistorul BC 107A, f_s scade, dar pentru EFT 352 f_s crește, prezintă un maxim la R_g apropiat de 0,08 kΩ și abia apoi scade. Creșterea benzii este mai lentă decît scăderea amplificării, de aceea nu apare un maxim și al curbei produsului AB.

Se observă, mai ales la tranzistorul EFT 352, o scădere mai *lentă* a benzii la creșterea lui R_g, față de amplificatoarele I—V.

Firește, caracteristica M.L.A. nu poate fi realizată pentru orice valoare a rezistenței generatorului. La $R_g = 0$, reacția negativă dispare. Există o valoare *minimă* a lui R_g pînă la care se poate realiza o caracteristică M.L.A., valoare calculată și înscrisă în tabel.

Banda realizată de acest circuit este mult mai largă decît a amplificatorului I, dar A_{u_0} este mai mic, așa încît produsul AB este mai mare decît al amplificatorului I cu 1 etaj, dar *mai mic decît al celui cu 2 etaje*.

Performanțele amplificatorului VIII sînt superioare amplificatoarelor II, III, IV și V, față de care prezintă însă dezavantajul dependenței amplificării de valoarea rezistenței de reacție. Această dependență determină realizarea *dificilă* a unor performanțe prescrise, deoarece ele sînt interdependente.

La circuitul cu tranzistorul BC 107A, banda măsurată este totdeauna mai mică decît valoarea calculată, datorită contribuției capacităților parazite.

Așa cum se arată în [91], banda crește dacă se adaugă un condensator în paralel cu R_e. Experimental, capacitatea optimă are valori de ordinul celor de la amplificatorul IV, dar mai mari la rezistențe mici ale generatorului. Creșterea benzii este destul de mică (sub 25%), de aceea nu s-au efectuat calculele, care sînt sensibil *mai* complicate.

3.8.2. Analiza pe calculator. La creșterea rezistenței R_e, amplificarea și, datorită ei, produsul AB prezintă un maxim, valoarea optimă a lui R — de asemenea, iar banda — un minim, la valori mici ale rezistenței R_e și dependente mai mult de punctul de funcționare decît de tipul de tranzistor. Extremele au loc la $R_e = 0{,}03 \div 0{,}3$ kΩ. În general, caracteristica M.L.A. nu se poate realiza la valori foarte mici ale lui R_e.

La creșterea rezistenței de sarcină R_c, valoarea optimă a rezistenței, amplificarea și produsul AB cresc rapid. Banda crește pînă la $R_c = 130 \div 150$ Ω, apoi scade, dar mai lent decît creșterea amplificării. Performanțele sînt mai puțin dependente de β și I_c decît în cazul variației rezistenței din emitor.

În general, caracteristica M.L.A. nu se poate realiza nici la valori foarte mici ale lui R_c.

Dependența performanțelor de R_g a fost prezentată în tabelul 13.

Variația valorii optime a lui R și a performanțelor cînd se modifică simultan valorile rezistențelor R_e și R_c are aceeași alură ca și la modificarea numai a valorii lui R_c, dar cu rapoarte sensibil mai mari între maxime și minime.

Această proprietate, ca și senzitivitatea crescută a performanțelor în raport cu I_c și β determină realizarea mai dificilă cu acest circuit a benzii și amplificării dorite și *stabile* în tehnologia de circuit integrat monolitic.

Ca și la celelalte circuite, dependența accentuată a performanțelor de valorile rezistențelor arată necesitatea analizei pe calculator pentru a preciza regimul optim de funcționare la cerințele specifice ale schemei. Performanțe cel puțin egale și mai ușor ajustabile separat se pot însă obține mai simplu cu alte amplificatoare: I, IV, XIII.

3.9. AMPLIFICATORUL IX CU REACȚIE NEGATIVĂ SERIE-PARALEL

3.9.1. Calculul corecției și al performanțelor [95], [96], [98], [99] [100]. Schema și circuitul echivalent sînt prezentate în figura 27.

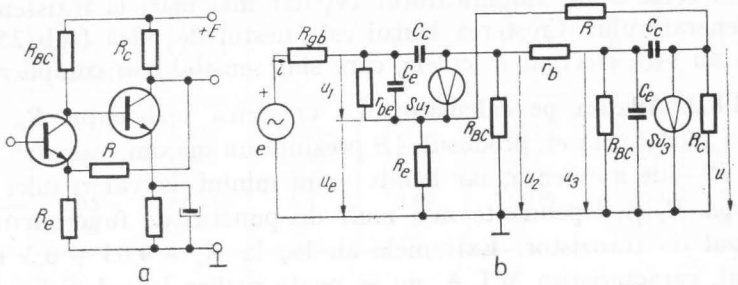

Fig. 27. Amplificatorul cu reacție negativă serie-paralel:
a — schema; *b* — circuitul echivalent.

Funcționarea circuitului este descrisă de sistemul de ecuații:

$$
\begin{cases}
u_1[1+r_{be}/R_{gb}+j\omega r_{be}(C_e+C_c)]=e\,r_{be}/R_{gb}+u_2 j\omega r_{be}C_c-u_e r_{be}\left(\dfrac{1}{R_{gb}}+j\omega C_c\right)\\
u_e\left(\dfrac{1}{R_g}+\dfrac{1}{R_{gb}}+\dfrac{1}{R}+j\omega C_c\right)=\dfrac{e}{R_{gb}}+u_1\left(S-\dfrac{1}{R_{gb}}-j\omega C_c\right)+\\
\qquad\qquad+u_2 j\omega C_c+\dfrac{u}{R}\\
u_2\left(\dfrac{1}{R_{BC}}+\dfrac{1}{r_b}+j\omega C_c=-u_1(S-j\omega C_c)+\dfrac{u_3}{r_b}+u_e j\omega C_c\right.\\
u_3\left[1+\dfrac{r_{be}}{r_b}+j\omega r_{be}(C_e+C_c)\right]=u_2\dfrac{r_{be}}{r_b}+uj\omega r_{be}C_e\\
u\left(\dfrac{1}{R_c}+\dfrac{1}{R}+j\omega C_c\right)=\dfrac{u_e}{R}-u_3(S-j\omega C_c)
\end{cases}
\tag{98}
$$

Rezolvarea sistemului este deosebit de laborioasă. Ea duce la un factor de transfer de forma 7, cu coeficienții din subrutina SESU.

Prima condiție de obținere a caracteristicii M.L.A. se exprimă, ca și la circuitul precedent, printr-o ecuație de gradul 4 de forma (97) cu coeficienții din subrutina SESU.

Anume a fost prezentată ecuația de gradul 4 sub această formă, pentru a se pune în evidență desfășurarea calculului la amplificatorul precedent și la acesta. Ecuația se rezolvă cu algoritmul Lin-Bairstow, apelat de subrutina SESU, care este un program din categoria E. Din calcul rezultă una sau nici o soluție reală pozitivă.

Frecvența-limită se calculează cu relația (12), fără a neglija termenii de grad superior în jω. Relațiile folosite sînt complicate, dar exacte.

Rezultatele calculate și cele experimentale sînt prezentate în tabelul 14.

Tabelul 14

Performanțele amplificatorului IX

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u_0} calculat	R (kΩ) calculat	R (kΩ) măsurat	f_s (MHz) calculat	f_s (MHz) măsurat	AB (MHz) calculat
EFT 352	5	9,936	11,667	10,51	0,159	0,19	1,578
„	1,43	6,824	6,823	5,91	0,310	0,34	2,118
„	0,37	5,049	4,507	3,82	0,507	0,53	2,559
„	0,05	4,299	3,597	3,3	0,654	0,7	2,813
„	0	4,163	3,435	3,2	0,687	0,77	2,862
BC 107 A	5	11,761	12,521	14,3	2,770	3,097	32,585
„	1,43	6,973	6,601	7,12	6,214	6,784	43,829
„	0,37	4,789	4,003	3,88	12,02	11,484	57,78
„	0,05	3,931	3,052	2,89	15,666	14,92	61,581
„	0	3,756	2,870	2,56	16,242	15,55	61,140

```
      SUBROUTINE TRAN(B,FT,RB3,CC,IC,RE,RG,RC,X,U,Y,Z,TK)
C
C          AMPLIFICATOR  CU  REACTIE  PARALEL - SERIE
C
      DIMENSION RE(30),RG(30),RC(30),X(30),U(30),Y(30),Z(30),TK(30)
      REAL MMIC,NMIC,IC
      S=40.*IC
      RBE=B/S
      OB=6.283*FT/B
      CE=1./RBE/OB
      DO 2 I=1,30
      RGB=RG(I)+RB3
      TK(I)=0.
      RQ=RC(I)
      RT=RE(I)
      CALL SUSE(RT,RQ,RGB,RB3,RBE,CE,CC,B,R,FS,AUO,AB)
      X(I)=AUO
      U(I)=R
      Y(I)=FS
    2 Z(I)=X(I)*Y(I)
      RETURN
      END
```

Deosebirile mai mari între valoarea calculată și măsurată a lui f_t pentru tranzistorul BC 107A se datoresc capacităților parazite.

Valorile lui R și A_{u_0} cresc la creșterea lui R_g, iar banda și produsul AB scad. Produsul AB este aproape întotdeauna mai mic decît al circuitului precedent (mai ales la R_g mic), deci amplificatorul IX este în general neavantajos. El poate prezenta interes numai ca etaj cu impedanța de intrare mare și impedanța de ieșire-mică.

3.9.2. Analiza pe calculator Caracteristica M.L.A. nu se poate realiza la valori mici ale lui R_c, sau simultan ale lui R_c și R_e.

La creșterea rezistenței R_c R_{optim}, A_{u_0} și produsul AB cresc. Banda are, inițial, o creștere, apoi scade lent la circuitul cu EFT 352. Maximul are loc la $R_c = 0{,}30 \div 0{,}55$ kΩ, valoare cu atît mai mare cu cît β și I_c sînt mai mari. Folosind tranzistorul BC 107A, banda scade, crește rapid la $R_c \approx 0{,}7$ kΩ, apoi scade în continuare.

Dependența performanțelor de R_g este prezentată în tabelul 14.

La creșterea simultană a lui R_e și R_c, valoarea optimă a lui R crește și are un maxim la $R_e = 4 \div 5$ kΩ.

Amplificarea și, datorită ei, și produsul AB prezintă un maxim la $R_e = 0{,}2 \div 0{,}9$ kΩ. Banda crește continuu.

Folosind tranzistorul BC 107A, caracteristica M.L.A. se poate realiza și la R_e foarte mic, dar cu produsul AB de asemenea foarte mic. Banda are un minim la R_e de valoare mică, apoi crește pronunțat.

Față de amplificatorul precedent, senzitivitatea performanțelor în raport cu β și I_c este mult mai mică, ceea ce constituie un avantaj anulat însă de valoarea, în general mică, a produsului AB.

Circuitul realizează performanțe mult mai slabe decît amplificatoarele I, IV, XIII din toate punctele de vedere.

3.10. AMPLIFICATORUL X CU DOUĂ BUCLE DE REACȚIE NEGATIVĂ

Amplificatorul *X* este tratat în [114], [115], [116] cu metodele circuitelor cu reacție, folosind unilateralizarea și neglijînd R_{BC}. Rezistențele de reacție R_1 și R_2 sînt folosite pentru a se obține impedanțe de intrare și ieșire adaptate cu generatorul, respectiv cu sarcina. De regulă, aceste impedanțe trebuie să fie rezistive, egale și mici (75 Ω în [114] și [116)].

În [115] sînt descrise trei metode aproximative pentru determinarea impedanțelor din emitorii celor două tranzistoare, astfel încît să se obțină caracteristicile de frecvență dorite. Fiecare metodă este prefe-

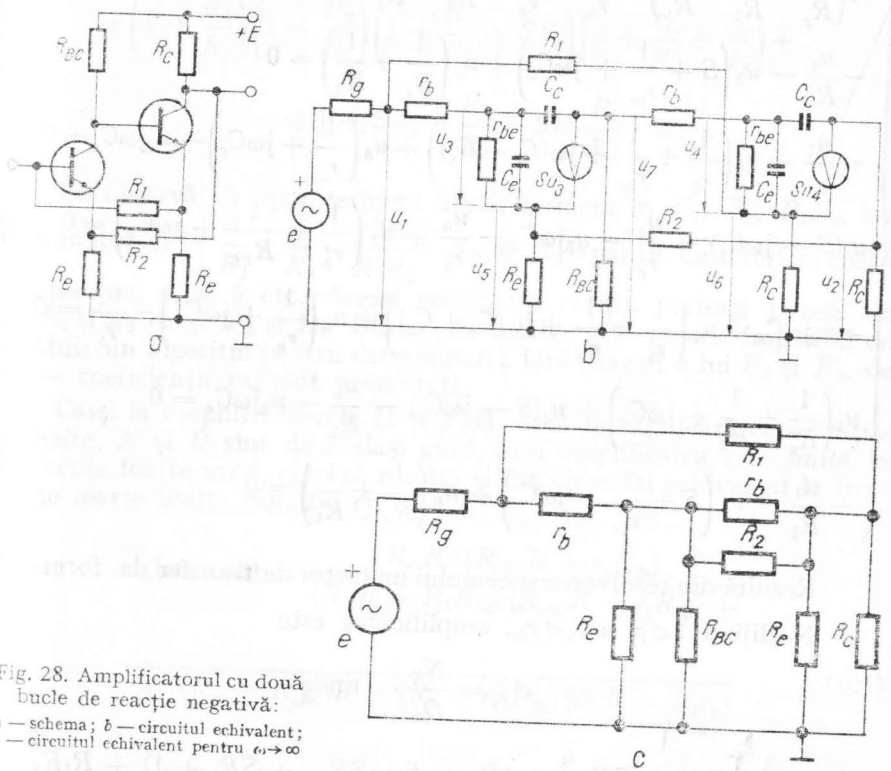

Fig. 28. Amplificatorul cu două bucle de reacție negativă:
a — schema; *b* — circuitul echivalent; *c* — circuitul echivalent pentru $\omega \to \infty$

rabilă pentru anumite domenii ale amplificării și ale preciziei adaptării impedanțelor.

În lucrările citate, dependența de frecvență se calculează pe calculator, fără a se preciza metoda în [114] și [116], și cu programele CAPE-COD [35] și SPICE [34] în [115]. În [115] nu se dau comparativ rezultatele calculate și experimentale, pentru a se aprecia precizia.

Așa cum rezultă din figura 28, circuitul are 7 noduri și 2 ochiuri care intersectează cîte 3 alte ochiuri, deci funcționarea lui este descrisă

de un sistem de ecuații mai complicat decît pentru orice alt amplificator analizat:

$$\begin{cases} u_1\left(\frac{1}{R_g}+\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_b}\right)-\frac{u_3}{r_b}-\frac{u_5}{r_b}-\frac{u_6}{R_1}=\frac{e}{R_g} \\ -\frac{u_2}{R_2}-u_3\left(S+\frac{1}{r_{be}}+j\omega C_e\right)+u_5\left(\frac{1}{R_e}+\frac{1}{R_2}\right)=0 \\ -\frac{u_1}{r_b}+u_3\left(\frac{1}{r_b}+\frac{1}{r_{be}}+j\omega(C_e+C_c)\right)+u_5\left(\frac{1}{r_b}+j\omega C_c\right)-u_7 j\omega C_c=0 \\ u_3(S-j\omega C_c)-\frac{u_4}{r_c}-u_5 j\omega C_c-\frac{u_6}{r_b}+u_7\left(\frac{1}{r_b}+\frac{1}{R_{EC}}+j\omega C_c\right)=0 \\ -u_2 j\omega C_c+u_4\left(\frac{1}{r_b}+\frac{1}{r_{be}}+j\omega(C_e+C_c)\right)+u_6\left(\frac{1}{r_b}+j\omega C_c\right)-\frac{u_7}{r_b}=0 \\ u_2\left(\frac{1}{R_c}+\frac{1}{R_2}+j\omega C_c\right)+u_4(S-j\omega C_c)-\frac{u_5}{R_2}-u_6 j\omega C_c=0 \\ -\frac{u_1}{R_1}-u_4\left(S+\frac{1}{r_{be}}+j\omega C_e\right)+u_6\left(\frac{1}{R_e}+\frac{1}{R_1}\right)=0 \end{cases} \quad (99)$$

Rezultă din rezolvarea sistemului un factor de transfer de forma (7).

Neglijînd $1 \ll \beta$ și $r_b \ll r_{be}$, amplificarea este

$$A_{u_0}=\frac{N_0}{D_0}, \quad \text{unde} \quad (100)$$

$$N_0=\frac{\beta}{R_g}\left[R_e(2+SR_{EC})+(R_1+R_2)(SR_{EC}+SR_e+1)+R_1R_2\frac{S}{R_e}\right]$$

$$D_0=\left(1+\frac{R_1}{R_e}\right)\left(1+SR_2+\frac{R_2}{R_e}\right)\left[1+\frac{R_{BC}}{r_b}\left(1-\frac{R_e}{R_c}\right)\right]+$$

$$+\frac{r_{be}+R_{BC}}{R_1}\left[2\frac{R_e}{R_2}+\frac{R_e}{R_c}+\left(1+\frac{R_2}{R_c}\right)\left(1+SR_e\right)\right]+$$

$$+\beta SR_2\frac{R_{BC}}{R_e}+\beta SR_{BC}\left(3+\frac{R_1+R_e}{R_g}\right)+$$

$$+R_{BC}\left(1+\frac{R_1}{R_g}\right)\left(1+\frac{R_e}{R_1}\right)\left[\left(1+\frac{R_2}{R_e}\right)\left(S+\frac{1}{R_e}\right)+\frac{1}{R_e}\right]+$$

$$+\frac{r_{be}}{R_2}\left(1+\frac{R_e}{R_1}+SR_e\right)\left(1+\frac{R_1}{R_g}+2\frac{R_1}{r_b}\right)+$$

$$+\left(1+\frac{R_1}{R_g}\right)\left(1+\frac{R_2}{R_e}\right)\left(1+\frac{R_e}{R_1}+SR_e\right)\left(\beta+\frac{r_{be}}{R_e}+\frac{r_{be}}{R_2}\right)+$$

$$+1+SR_1+\frac{R_1}{R_e}+SR_1\frac{R_e}{R_e}$$

Se observă că apar termeni liberi, termeni în R_1, R_2, R_1R_2, iar la numitor și în $\frac{1}{R_1}$, $\frac{1}{R_2}$, $\frac{1}{R_1R_2}$. N_0 și D_0 apar ca numitori ai coeficienților m, n, a, b etc. Acești coeficienți conțin aceleași puteri ale lui R_1 și R_2 ca și N_0 și D_0. Din aceste motive este practic imposibil de alcătuit un algoritm pentru determinarea fără iterații a lui R_1 și R_2, de aceea coeficienții nu sînt prezentați.

Ca și la amplificatoarele II și VIII, dacă se neglijează capacitățile parazite, N și D sînt de același grad, deci amplificarea este *finită* la frecvențe foarte mari, ceea ce rezultă și din circuitul echivalent la frecvențe foarte înalte (fig. 28, *c*)

$$A_u(\omega\to\infty)=\frac{R_{ec}R\cdot(R_{eBC}R+r_bR_{2b})}{(R_{ec}R+R_1R_{2b})(R_{cBC}R+r_bR_{2b})+}$$

$$+[(R_{ec}+R_{cBC})R+(R_1+r_b)R_{2b}](R_gR+R_1r_b) \quad (101)$$

unde

$$R_{ec}=\frac{R_eR_c}{R_e+R_c}, \quad R_{eBC}=\frac{R_eR_{BC}}{R_e+R_{BC}}, \quad R_{2b}=\frac{R_2r_b}{R_2+r_b}\approx r_b$$

$$R=R_1+r_b+R_{2b}$$

Practic, pentru proiectarea acestui tip de amplificator trebuie folosite relații aproximative. Cu atît mai discutabile apar avantajele lui față de ale amplificatorului I sau XIII, de exemplu, urmate de un repetor.

3.11. AMPLIFICATORUL XI CASCOD

Circuitul este tratat în [14], [101], [102], [103], [104], cascod diferențial în [105], [145] și corectat cu inductanță în [61].

În lucrarea [101] sînt calculate performanțele unui amplificator similar cu cascoda, dar fără decuplarea bazei tranzistorului al doilea și cu o reacție negativă colector-bază aplicată primului tranzistor (fig. 29).

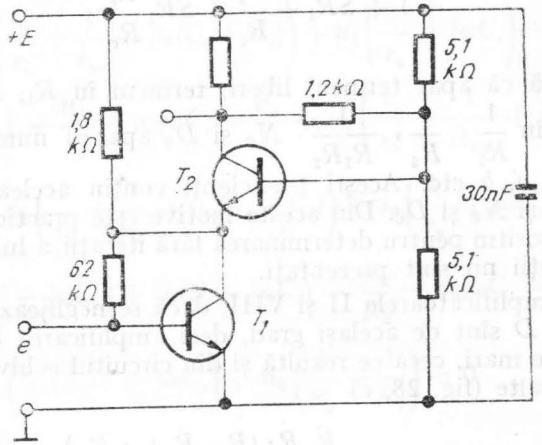

Fig. 29. Amplificatorul cascod cu baza nedecuplată la al doilea tranzistor.

Performanțele sînt, evident, puțin mai slabe decît ale cascodei. Circuitul nu conține condensatoare, deci $f_1 = 0$, dar se poate obține același efect polarizînd baza lui T_2 cu o sursă separată sau o diodă Zener. Relațiile de calcul ale circuitului se pot asimila ușor cu cele ale cascodei.

Schema și circuitul echivalent sînt prezentate în figura 30. Tranzistoarele pot fi alimentate în serie (*a*) sau în derivație (*b*), fiecare variantă cu avantajele și dezavantajele ei [14]. La amplificatorul cascod derivație, apare în schema echivalentă rezistența R_e în paralel cu intrarea tranzistorului al doilea. Funcționarea circuitului se modifică foarte puțin datorită impedanței de intrare *mici* a unui tranzistor în conexiunea „cu baza comună". Pentru unitatea concluziilor și pentru a nu complica

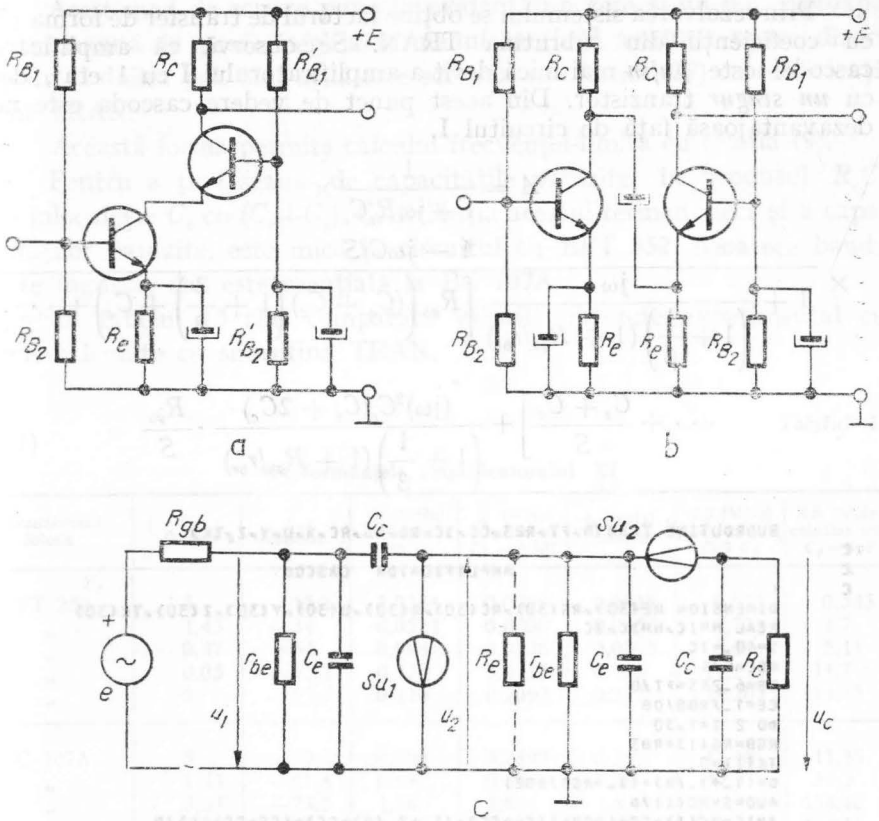

Fig. 30. Amplificatorul cascod:
a — cu alimentare serie; *b* — cu alimentare derivație; *c* — circuitul echivalent.

inutil calculele, se va neglija rezistența R_e. Cu această aproximație, funcționarea circuitului este descrisă de sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} u_1\left[\dfrac{1}{R_{gb}}+\dfrac{1}{r_{be}}+j\omega(C_e+C_c)\right]=\dfrac{e}{R_{gb}}+u_2 j\omega C_c \\ u_2\left[\dfrac{1}{r_{be}}+j\omega(C_e+C_c)+S\right]=-u_1(S-j\omega C_c) \\ u_c\left(\dfrac{1}{R_c}+j\omega C_c\right)=Su_2 \end{cases} \tag{102}$$

Prin rezolvarea sistemului se obține factorul de transfer de forma (7), cu coeficienții din subrutina TRAN. Se observă că amplificarea cascodei este *puțin* mai mică decît a amplificatorului **I** cu 1 etaj, deci cu *un singur* tranzistor. Din acest punct de vedere cascoda este net dezavantajoasă față de circuitul I.

$$A = \frac{1}{1+j\omega R_c C_c} \times \frac{1-j\omega C/S}{1+\frac{j\omega}{\left(1+\frac{1}{\beta}\right)(1+R_{gb}/r_{be})}\left[R_{gb}\left((C_e+C_c)\left(1+\frac{2}{\beta}\right)+C_c\right)+\cdots\right.} \times$$

$$\left. \cdots + \frac{C_e+C_c}{S}\right] + \frac{(j\omega)^2 C_c(C_e+2C_c)}{\left(1+\frac{1}{\beta}\right)(1+R_{gb}/r_{be})} \cdot \frac{R_{gb}}{S} \qquad (103)$$

```
      SUBROUTINE TRAN(B,FT,RB3,CC,IC,RE,RG,RC,X,U,Y,Z,TK)
C
C                    AMPLIFICATOR CASCOD
C
      DIMENSION RE(30),RG(30),RC(30),X(30),U(30),Y(30),Z(30),TK(30)
      REAL MMIC,NMIC,IC
      S=40.*IC
      RBE=B/S
      OB=6.283*FT/B
      CE=1./RBE/OB
      DO 2 I=1,30
      RGB=RG(I)+RB3
      TK(1)=0.
      D=(1.+1./B)*(1.+RGB/RBE)
      AUO=S*RC(I)/D
      AMIC=RC(I)*CC+(RGB*((CE+CC)*(1.+2./B)+CC)+(CE+CC)/S)/D
      BMIC=(RC(I)*CC*(RGB*((CE+CC)*(1.+2./B)+CC)+(CE+CC)/S)+RGB/S*CE*((CE
     1+2.*CC))/D
      CMIC=RGB/S*RC(I)*CC*CE*(CE+2.*CC)/D
      MMIC=-CC/S
      NMIC=0.
      AMIC=AMIC+RC(I)*CS
      BMIC=BMIC+RC(I)*CS*(RGB*((CE+CC)*(1.+2./B)+CC)+(CE+CC)/S)/D
      CMIC=CMIC*(CC+CS)/CC
      TK(I)=(AMIC**2-2.*BMIC)-(MMIC**2-2.*NMIC)
      FS=1./6.283*SQRT(ABS((MMIC**2+2.*NMIC-TK(I))+SQRT(ABS((MMIC**2+2.*
     1NMIC-TK(I)))**2+4.*(BMIC**2-2.*CMIC*AMIC-2.*NMIC**2))))/2./(BMIC**2
     2-2.*CMIC*AMIC-2.*NMIC**2)))
      X(I)=AUO
      U(I)=C
      Y(I)=FS
      Z(I)=X(I)*Y(I)
    2 CONTINUE
      RETURN
      END
```

18. Subrutina TRAN pentru amplificatorul **XI**.

Acest mod de scriere pune în evidență un zero și un pol. Aproape întotdeauna se poate neglija termenul în $(j\omega)^2$, așa încît apare direct și un al doilea pol. Mai utilă este scrierea sub forma (27) cu coeficienții din TRAN.

Această formă permite calculul frecvenței-limită cu relația (9).

Pentru a ține seama de capacitățile parazite, în produsul R_cC_c se înlocuiește C_c cu (C_c+C_s). Contribuția acestui termen, deci și a capacităților parazite, este mică la circuitul cu EFT 352, deoarece banda este îngustă, dar este esențială la BC 107A.

În tabelul 15 sînt comparate valorile obținute experimental cu cele calculate cu subrutina TRAN.

Tabelul 15

Performanțele amplificatorului XI

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{uo} calculat	f_s (MHz) calculat fără C_s	f_s (MHz) calculat cu C_s = 5 pF	f_s (MHz) măsurat	AB (MHz) calculat fără C_s	AB (MHz) calculat cu C_s= 5pF
EFT 252	5	−15,2	0,0364	0,0358	0,0318	0,551	0,543
„	1,43	−34	0,0521	0,0500	0,0453	1,722	1,7
„	0,37	−54	0,094	0,0938	0,0895	5,08	5,11
„	0,05	−65,2	0,173	0,1725	0,195	11,275	11,7
„	0	−67,7	0,210	0,2093	0,217	14,204	14,15
BC 107A	5	−39,6	0,290	0,2899	0,29	11,48	11,48
„	1,43	−61,4	0,642	0,64	0,62	39,5	39,3
„	0,37	−73,5	1,88	1,824	1,8	138	134,16
„	0,05	−78	6,617	5,307	4,95	518	414,14
„	0	−78,9	10,12	7,22	6,88	799	585

Frecvența-limită măsurată este foarte apropiată de valoarea calculată ținînd seama de capacitatea C_s. Zeroul factorului de transfer se poate neglija la ambele tranzistoare. Produsul AB este puțin mai mare decît al amplificatorului *EC* cu 1 etaj, dar mult mai mic decît al amplificatorului EC cu 2 etaje, mai ales pentru valori mari ale lui R_g.

Analiza pe calculator prezintă rezultate întru totul asemănătoare cu cele de la amplificatorul I, așa cum era de așteptat.

Circuitul prezintă avantajul dependenței deosebit de mici a impedanței de intrare funcție de R_c.

3.12. AMPLIFICATORUL XII CASCOD CU CONDENSATOR DE CORECȚIE ÎN PARALEL CU R

3.12.1. Calculul condensatorului de corecție și al performanțelor. Acest amplificator derivă din cascoda obișnuită în același fel în care se trece de la circuitul I la III și cu același raționament fizic asupra funcționării corecției. Desigur, chiar la cascoda cu alimentare derivație, condensatorul este conectat în paralel cu rezistența R_e din circuitul emitorului *primului* tranzistor, altfel ar contribui la îngustarea benzii, nu la lărgirea ei. Al doilea tranzistor este oricum conectat „cu baza comună", deci asigură o bandă mai largă decît primul. Circuitul echivalent al amplificatorului este prezentat în figura 31.

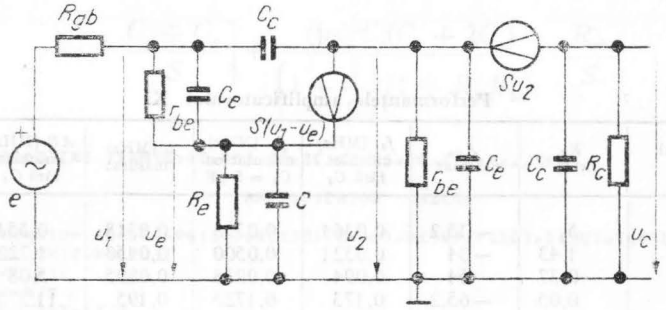

Fig. 31 Circuitul echivalent al amplificatorului XII.

Funcționarea este descrisă de sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} u_1\left[\dfrac{1}{R_{gb}}+\dfrac{1}{r_{be}}+j\omega(C_e+C_c)\right]=\dfrac{e}{R_{gb}}+u_c\left(\dfrac{1}{r_{be}}+j\omega C_e\right)+u_2 j\omega C_c \\ u_2\left[S+\dfrac{1}{r_{be}}+j\omega(C_e+C_c)\right]=-u_1(S-j\omega C_c)+u_c S \\ u_c\left[S+\dfrac{1}{r_{be}}+\dfrac{1}{R_e}+j\omega(C_e+C)\right]=u_1\left(S+\dfrac{1}{r_{be}}+j\omega C_e\right) \\ u_2=\dfrac{u_c}{S}\left(\dfrac{1}{R_c}+j\omega C_c\right) \end{cases} \tag{104}$$

Prin rezolvarea sistemului rezultă amplificarea *puțin* mai mică decît la circuitele II și III cu 1 etaj (relația (62), așa cum era intuitiv firesc, comparînd cascoda cu amplificatorul I.

Factorul de amplificare este de forma (7) cu coeficienții din subrutina TRAN. Impunînd prima condiția M.L.A. rezultă o ecuație de gradul 2 pentru determinarea valorii optime a condensatorului C:

$$C=(B+\sqrt{B^2-AE})/A$$

cu coeficienții din TRAN.

```
      SUBROUTINE TRAN(B,FT,RB3,CC,IC,RE,RG,RC,X,U,Y,Z,TK)
C
C     AMPLIFICATOR CASCOD CU C CORECTIE PARALEL CU RE
C
      DIMENSION RE(30),RG(30),RC(30),X(30),U(30),Y(30),Z(30),TK(30)
      REAL MMIC,NMIC,IC
      S=40.*IC
      RBE=B/S
      OB=6.283*FT/B
      CE=1./RBE/OB
      DO 2 I=1,30
      TK(I)=0.
      RGB=RG(I)+RB3
      R=(B+1.)*RE(I)+RBE+RGB
      AUO=B*RC(I)/(1.+1./B)/R
      A=1.-(RGB/R)**2
      BA=RE(I)*CC*RGB*RBE/R**2*((2.*RE(I)+1./S)*(CE+CC)+(CE+2.*CC+S*RE
     *(I)*CC)*RGB)-RGB*(CE+CC)/RBE/R
      E=((RE(I)+1./S)**2-RC(I)**2)*CC**2+2.*RE(I)*(CE*CC+(CE+CC)**2*RBE
     1/R)/S+2.*RGB*((CE+CC)*(CE/S+RE(I)*CC)+CE*CC*(RE(I)+1./S))*RBE/R-
     2(RBE/R*((2.*RE(I)+1./S)*(CE+CC)+(CE+2.*CC+S*RE(I)*CC)*RGB))**2
      TAUA=BA**2-A*E
      IF(TAUA) 10,10,8
    8 TAU=(BA+SQRT(TAUA))/A
      GO TO 9
   10 TAU=BA/A
    9 C=TAU/RE(I)
      MMIC=RE(I)*C-(RE(I)+1./S)*CC
      NMIC=-RE(I)*CC*(CE+C)/S
      BMIC=(RC(I)*CC*((2.*RE(I)+1./S)*(CE+CC)+RGB*(CE+2.*CC+S*RE(I)*CC)+
     1RGB*RE(I)*C/RBE)+(CE+CC)**2*RE(I)/S+RGB*((CE+CC)*(CE/S+RE(I)*CC)+
     2CE*CC*(RE(I)+1./S)+(CE+CC)*RE(I)*C))*RBE/R
      CMIC=(RC(I)*CC*(CE+CC)**2*RE(I)/S+RC(I)*CC*RGB*((CE+CC)*(CE/S+RE(I
     1)*CC)+CE*CC*(RE(I)+1./S)+(CE+CC)*RE(I)*C)+RE(I)*RGB/S*(CE+CC)*CE*(
     2CC+C))*RBE/R
      AMIC=RC(I)*CC+((2.*RE(I)+1./S)*(CE+CC)+(CE+2.*CC+S*RE(I)*CC)*RGB+
     1RGB/RBE*RE(I)*C)*RBE/R
      AMIC=AMIC+RC(I)*CS
      BMIC=BMIC+RC(I)*CS*((2.*RE(I)+1./S)*(CE+CC)+(CE+2.*CC+S*RE(I)*CC)
     1*RGB+RGB/RBE*RE(I)*C)/R*RBE
      CMIC=CMIC+RC(I)*CS*(RE(I)/S*(CE+CC)**2+RGB*((CE+CC)*(CE/S+RE(I)*
     1CC)+CE*CC*(RE(I)+1./S)+(CE+CC)*RE(I)*C))*RBE/R
      EMLA=2.*(MMIC**2-2.*NMIC) -(AMIC**2-2.*BMIC)
      FMLA=BMIC**2-2.*(AMIC*CMIC-DMIC*NMIC**2-2.*(MMIC*QMIC-RMIC))
   14 FS=SQRT((EMLA+SQRT(EMLA**2+4.*FMLA))/2./FMLA)/6.283
      X(I)=AUO
      U(I)=C
      Y(I)=FS
    2 Z(I)=X(I)*Y(I)
      RETURN
      END
```

19. Subrutina TRAN pentru amplificatorul XII.

După aflarea lui C, se calculează coeficienții a, b, c, d, m, n, și apoi frecvența-limită cu relația (12). Ca și la circuitul precedent, capacitățile parazite se iau în calcul adăugînd C_s la C_c, numai în produsul R_cC_c. Ca și la amplificatorul III, capacitatea parazită care apare în paralel cu R_e determină uneori valori experimentale: a lui C mai mică și a lui f_s — mai mare decît cea calculată, mai ales la BC 107 A. Coeficienții ecuației din care se determină C rămîn practic nemodificații de C_s.

Rezultatele calculate și experimentale sînt prezentate comparativ în tabelul 16.

Tabelul 16

Performanțele amplificatorului XII.

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u_0} calculat	C (pF) calculat	f_s (MHz) calculat fără C_s	f_s (MHz) calculat cu C_s = 5 pF	C (pF) măsurat	f_s (MHz) măsurat	AB (MHz) calculat fără C_s	AB (MHz) calculat cu C_s = 5 pF
EFT352	5	1,706	460,8	0,183	0,181	506	0,210	0,313	0,309
„	1,43	1,818	226	0,130	0,129	276	0,166	0,235	0,230
„	0,37	1,856	176	0,466	0,454	206	0,450	0,871	0,850
„	0,05	1,867	174,1	0,439	0,429	176	0,460	0,820	0,801
„	0	1,869	174,8	0,437	0,427	165	0,462	0,817	0,799
BC 107A	5	1,8858	27,6	2,279	2,146	30	2,38	4,297	4,046
„	1,43	1,9186	12,6	3,35	2,95	14	3,09	6,432	5,681
„	0,37	1,9282	10,16	4,457	3,456	12	4,11	8,523	6,662
„	0,05	1,93115	10,45	5,136	3,762	10	4,20	9,919	7,265
„	0	1,93161	10,58	3,85	6,45	9	5,92	7,449	12,458

Pentru tranzistorul EFT 352, valorile condensatorului de corecție, dar și banda, sînt în general mai mici decît la amplificatorul III cu 1 etaj, deci acest circuit este net dezavantajos. Pentru BC 107A, condensatorul de corecție are valori puțin mai mari, dar și banda este mai largă, deci acest circuit este preferabil față de amplificatorul III.

Produsul AB este apropiat sau mai mare decît al amplificatorului I numai la R_g mare; pentru $R_g \leqslant 2$ kΩ produsul AB este însă net inferior amplificatorul I.

3.12.2. **Analiza pe calculator** determină unele rezultate similare cu cele de la amplificatorul III.

Trebuie adoptată pentru rezistență R_e o valoare peste 50Ω pentru ca să rezulte condensatorul nu prea mare. Valoarea optimă a capacității scade, bineînțeles, cu R_e. Amplificarea scade de asemenea. Banda crește, dar nu continuu, ci cu maxime intermediare care pot fi atribuite neglijării termenilor de grad superior în jω. Produsul AB este mare la R_g de valoare mică, crește și prezintă un maxim apoi scade rapid. Maximul are loc la $R_e = 0{,}1 \div 0{,}2$ kΩ pentru EFT 353 și la $R_e = 0{,}15 \div 15$ Ω pentru BC 107A. Maximul este cu atît mai pronunțat cu cît β și I_c sînt mai mari.

La creșterea lui R_c, amplificarea și valoarea optimă a condensatorului cresc, așa cum era de așteptat. Banda *crește* de asemenea pînă la $R_c = 1$ kΩ pentru EFT 352 și $R_c = 0{,}25$ kΩ pentru BC 107A, apoi scade rapid. Maximul are loc la aceeași valoare a lui R_c, indiferent de β și I_c. El se regăsește și în alura curbei $A_{u_0}(R_c)$, care este însă, în general, crescătoare.

La creșterea lui R_g, C_{optim} crește, iar amplificarea scade, dar are o variație foarte mică. De aceea produsul AB are aproximativ aceeași variație ca și banda: crește lent, prezintă un maxim, scade rapid, apoi crește iarăși puțin și scade din nou la BC 107A. Pentru tranzistorul EFT 352, maximul are loc la $R_g = 0{,}5$ kΩ și minimul la $R_g = 2$ kΩ. Pentru BC 107A maximele au loc la $R_g = 0{,}02$ kΩ și 0,37 kΩ, iar minimul la 0,09 kΩ. Alura curbei depinde foarte puțin de β și I_c. Scăderea benzii la valori mici ale lui R_g este mai accentuată dacă nu se ține seama de C_s.

La creșterea simultană a R_e și R_c, păstrîndu-se constant raportul între ele, amplificarea crește, C_{optim} scade, iar curbele benzii și produsului AB prezintă trei maxime, dintre care primul este cel mai pronunțat. Pentru circuitul cu tranzistorul EFT 352, maximele apar la $R_e = 0{,}36$ kΩ, 2 kΩ și 10 kΩ. Pentru BC 107A maximele rezultă la $R_e = 0{,}08$ kΩ, 0,63 kΩ și 7 kΩ. Pozițiile maximelor depind foarte puțin de punctul de funcționare. La creșterea lui β sau I_c, la al doilea maxim produsul AB are o valoare mai apropiată de a primului maxim.

La acest circuit, forma curbelor benzii și produsului AB funcție de diversele rezistențe este mai complicată decît la oricare altul. Este certă importanța termenilor de grad superior în jω. Ca o consecință, trebuie calculate riguros valorile optime pentru fiecare situație. La abateri mici față de optim, produsul AB poate fi mult mai mic. El prezintă, deci, senzitivități mari pe aproape întreg domeniul de variație al rezistențelor, cu unele puncte de trecere prin zero.

Circuitul este destul de ușor integrabil, dar performanțele sale moderate și senzitivitatea mare a benzii îl fac mai puțin avantajos decît alte amplificatoare.

Impunînd două condiții M.L.A. se obțin, sistematic, valori $R_e = 4 \div 40$ kΩ și C — de 4—5 ori mai mici decît în tabelul 16. În consecință, $A_{u_0} < 1$, deci, nici această variantă a circuitului nu este avantajoasă, deoarece repetorul are amplificarea A_{u_0} aproape 1 și banda mai largă, în orice situație.

3.13. AMPLIFICATORUL XII' CASCOD CU GRUP RC DE CORECȚIE CU REZISTENȚA R

3.13.1. Calculul corecției ș. al performanțelor. Acest amplificator este o variantă mai complicată a precedentului tip. Adăugarea rezistenței R în serie cu condensatorul de corecție permite realizarea unui factor de transfer cu două condiții impuse: M.L.A. cu anularea a două derivate, sau M.L.A.P., fără a modifica R_e, deci A_{u_0}. Circuitul echivalent este prezentat în figura 32, împreună cu schema amplificatorului XII' diferențial.

Factorul de transfer se deduce înlocuind în factorul de transfer al circuitului XII variabila C prin $C/(1 + j\omega CR)$. Rezultă, desigur, aceeași relație pentru A_{u_0}, iar factorul de transfer de forma (7), cu coeficienții din subrutina M.L.A.P.:

```
C
C       AMPLIFICATOR CASCOD CU GRUP RC DE CORECTIE IN PARALEL CU RE
C
      D=S*RE+1.+RGB/RBE
      T=RGB*(CE+CC)*(CE/S+RE*CC)+CE*CC*(RE+1./S)*RGB
      X=(2.*RE+1./S)*(CC+CE)+RGB*(CE+2.*CC+S*RE*CC)
      X1=1.
      Y1=RE
      X2=-CC*(RE+1./S)
      Y2=-RE*CC/S
      XL2=Y2*CE
      X3=-RE*CC*CE/S
      Y3=0.
      YA1=RE*RGB/RBE/D
      XA1=1.
      XA2=RC*CC+1./D*X
      YA2=RE*RGB*(RC*CC/RBE+CE+CC)/D
      XA3=(RC*CC*X+(CE+CC)**2*RE/S+T)/D
      YA3=(RGB*RE*(CE+CC)*(RC*CC+CE/S))/D
      XA4=(RE*RGB*CC*CE*(CE+CC)/S+RC*CC*((CE+CC)**2*RE/S+RGB*(CE+CC)*
     1(CE/S+RE*CC)+RGB*(RE+1./S)*CE*CC))/D
      YA4=RE*RGB*CE*CC*RC*(CE+CC)/S/D
      XL1=-CC*(RE+1./S)
      XL2=-RE*CC*CE/S
      XL3=0.
      XAL1=X/D+RC*CC
      XAL2=RC*CC*X/D+(CE+CC)**2*RE/S/D+T/D
      XAL3=(RC*CC*(CE+CC)**2*RE/S+RC*CC*T+RE*RGB*CE*CC*(CE+CC)/S )/D
      XAL4=YA4*CC
C
```

20. Coeficienții din subrutina MLAP pentru amplificatorul XII'

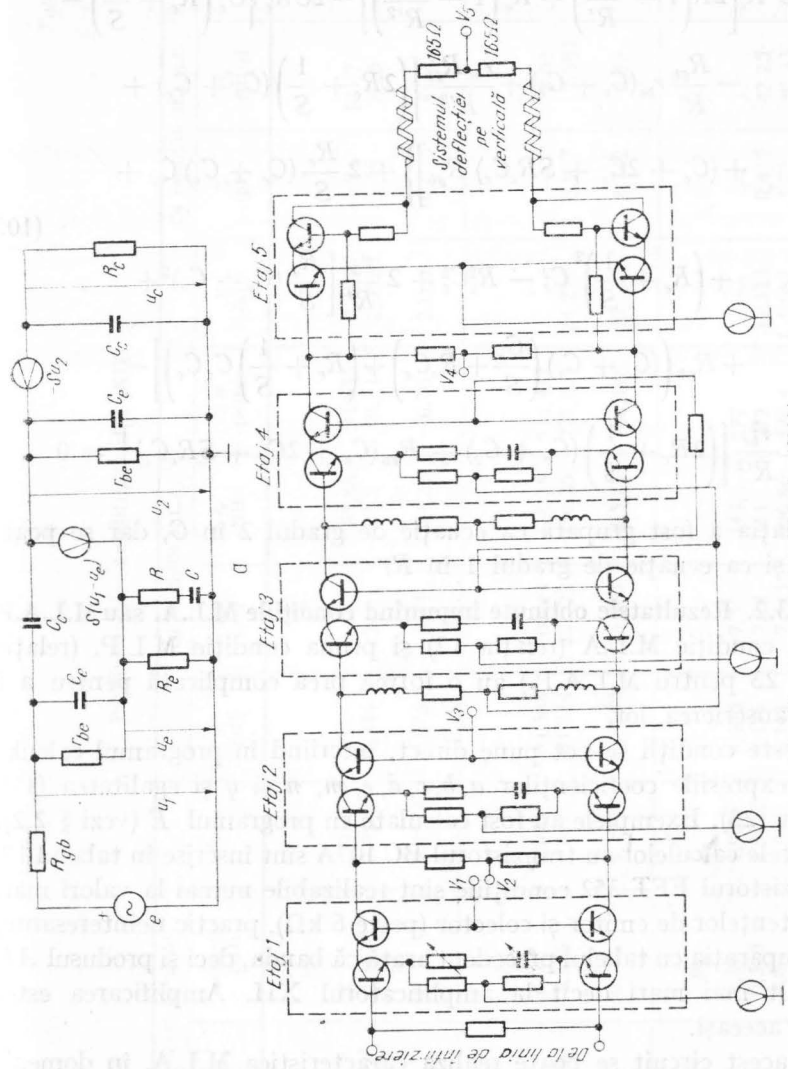

Fig. 32. *a)* Schema echivalentă a amplificatorului XII'
b) Schema amplificatorului cascod diferențial cu grup RC în paralel cu R_e

Prima condiția M.L.A. determină relația

$$C^2R_e\left[2R\left(1-\frac{R_{gb}}{R'}\right)+R_e\left(1-\frac{R_{gb}^2}{R'^2}\right)\right]-2CR_e\left\{C_c\left(R_e+\frac{1}{S}\right)-\right.$$
$$-\frac{R_{gb}}{R'}r_{be}(C_e+C_c)+\frac{r_{be}R_{gb}}{R'^2}\left[\left(2R_e+\frac{1}{S}\right)(C_e+C_c)+\right.$$
$$\left.\left.+(C_e+2C_c+SR_eC_c)\,R_{gb}\right]\right\}+2\frac{R_e}{S}(C_e+C_c)\,C_c+ \qquad (105)$$
$$+\left(R_e+\frac{1}{S}\right)^2C_c^2-R_e^2C_c^2+2\frac{r_{be}}{R'}\left[\frac{R_e}{S}(C_e+C_c)^2+\right.$$
$$\left.+R_{gb}\left((C_e+C_c)\left(\frac{C_e}{S}+R_eC_c\right)+\left(R_e+\frac{1}{S}\right)C_eC_c\right)\right]-$$
$$-\frac{r_{be}^2}{R'^2}\left[\left(2R_e+\frac{1}{S}\right)(C_e+C_c)+R_{gb}(C_e+2C_c+SR_eC_c)\right]^2=0$$

Relația a fost grupată ca ecuație de gradul 2 în C, dar se poate ordona și ca ecuație de gradul 1 în R.

3.13.2. Rezultatele obținute impunînd condițiile M.L.A. sau M.L.A.P. A doua condiție M.L.A (relația 17) și prima condiție M.L.P. (relația 21, sau 23 pentru M.L.A.P.) au o formă prea complicată pentru a fi utilă transcrierea lor.

Aceste condiții se pot pune direct, înscriind în programul calculatorului expresiile coeficienților a, b, c, d, e, m, n și q și egalitatea (17), respectiv (23). Exemplele au fost calculate cu programul E (vezi § 2.2). Rezultatele calculelor cu tranzistorul BC 107A sînt înscrise în tabelul 17. Cu tranzistorul EFT 352 condițiile sînt realizabile numai la valori mari ale rezistențelor de emitor și colector (peste 6 kΩ), practic neinteresante.

Comparația cu tabelul precedent arată că banda, deci și produsul AB sînt mult mai mari decît la amplificatorul XII. Amplificarea este, evident, aceeași.

Cu acest circuit se poate realiza caracteristica M.L.A. în domenii mai largi ale valorilor componentelor și ale punctului de funcționare decît cu amplificatorul XIV, dar mai restrînse decît cu amplificatorul

Tabelul 17.

Performanțele amplificatorului XII'.

Componente cu valori			A_{uo}	Cu condițiile M.L.A.				Cu condițiile M.L.A.P.				
fixe (kΩ)	variabile (kΩ)			R (kΩ)	C (pF)	f_s (MHz)	AB (MHz)	R (kΩ)	C (pF)	f_s (MHz)	AB (MHz)
$R_c = 2$	R_e	2	0,977			35,48	34,653	0,4916	5,01	101,7	99,328
$R_g = 1{,}43$		3,1623	0,62	1,344	2	31	19,214	2,3523	1,58	28,5	17,664
		...									
		10	0,1974	0,073	3,14	34,25	6,76	233,1	0,015	41,42	8,176
$R_c = 1$	R_c	6,31	6,052	0,0568	20,441	118,38	716,427	—	—	8,05	48,717
$R_g = 1{,}43$		7,356	7,056	0,0924	22,572	110,26	777,963	24,275	0,977	7,381	52,08
		...									
		10	9,591	0,1283	28,835	105,21	100,146	10,852	2,742	5,73	54,957
$R_e = 1$	R_g	0,37	1,9282	0,105	7,5	143,8	277	—	—	37	71
$R_c = 2$		0,315	1,9287	0,136	7,24	141	272	19,323	0,415	42,25	81,489
		0,05	0,9311	0,141	7,213	196,46	379,4	5,687	1,22	40,33	97,197
		0	0,9316	0,03	8,3	328,5	636	7,5	1	48,3	93,4

VII (cu un tranzistor ipotetic). Amplificarea este mai mare la amplificatoarele VII și XIV. Produsul AB are valori apropiate la aceste trei circuite, pentru valorile componentelor pentru care acestea pot realiza caracteristica M.L.A.

La creșterea lui R_e, valorile lui C și f_s cresc lent, iar R, A_{u_0} și produsul AB scade rapid.

La creșterea lui R_c, valorile optime ale lui R și C cresc constant, banda scade lent, iar amplificarea și produsul AB cresc.

La creșterea lui R_g, R crește și C scade, iar A_{u_0}, f_s și AB scad, ca la toate amplificatoarele. Amplificarea depinde însă foarte puțin de R_g, ca și la circuitele II, III, IV, V, XII.

În cazul variației simultane a rezistențelor R_e și R_c, valorile optime și performanțele evoluează similar cu situația în care se modifică numai R.

Înlocuind tranzistorul BC 107A cu un altul, cu C_e de 10 ori mai mare, f_s scade de aproximativ 10 ori și se modifică domeniile de realizabilitate a condițiilor M.L.A. și M.L.A.P.

La creșterea lui β, R scade, iar f_s, deci și produsul AB, cresc ușor. Corecția și performanțele se determină cu ajutorul calculatorului electronic, într-un timp destul de lung (ținînd seama de viteza de lucru a calculatorului) (vezi § 3.7.3.).

Circuitul este integrabil [107], [108] și are zgomot propriu relativ mic — proprietate tipică a cascodei.

Senzitivitatea în raport cu diverșii parametri este similară cu a amplificatoarelor II, III, IV și V: mică în raport cu β și I_c, mare în raport cu R_e și R_c, medie în raport cu R_g.

3.14. AMPLIFICATORUL XIII DIFERENȚIAL NEUTRODINAT

În lucrarea [111] este descris un repetor diferențial cu reacție bootstrap și cu tranzistoarele lucrînd la curenți foarte mici, pentru a asigura o impedanță de intrare foarte mare (fig. 33). Caracteristicile de frecvență sînt destul de complicat de calculat, deoarece sînt *trei* elemente (două rezistențe și un condensator) care pot fi ajustate, deci se pot pune *trei* condiții (M.L.A. sau M.L.P. sau o condiție de valoare a lui A_{u_0}).

3.14.1. Amplificatorul neutrodinat este calculat prima oară în [74] deși principiul este de mult folosit la amplificatoare [50], [52], [65], [109], chiar și la cele cu tuburi.

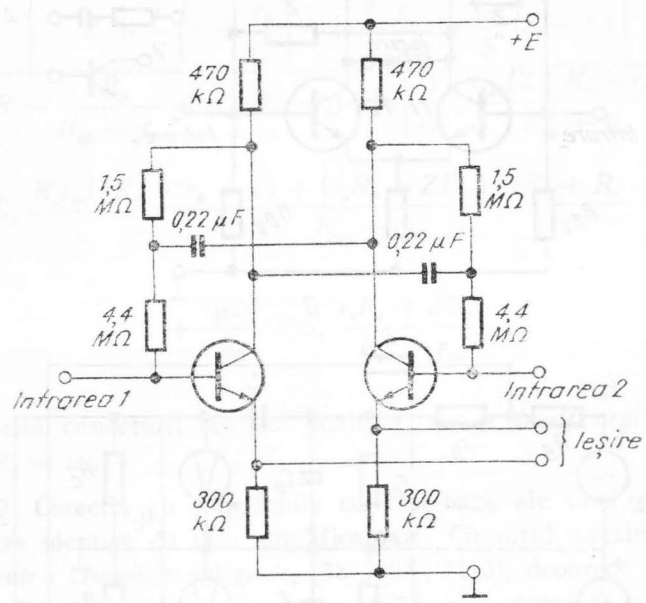

Fig. 33. Repetor diferențial.

Schema și circuitul echivalent sînt prezentate în figura 34. Sînt enumerate diversele impedanțe ce pot fi conectate între colectorul fiecărui tranzistor și baza celuilalt. Dintre acestea, calculul se va efectua numai pentru două: condensatoarele și alte tranzistoare identice cu primele. Se consideră, pentru ușurința calculului, amplificatorul diferențial cu intrarea și ieșirea simetrice față de masă. Astfel, simetria circuitului duce la înjumătățirea numărului de ecuații. Dacă semnalul este aplicat sau/și cules asimetric, modificarea performanțelor este neînsemnată, dar expresiile sînt mult mai complicate.

Funcționarea circuitului simetric este descrisă de sistemul de ecuații

$$\begin{cases} u_c = -R_c[Su + j\omega C_c(u_c - u) + (u_c + e - R_g i)/Z] \\ e = R_g i + u + r_b[i - (u_c + e - R_g i)/Z] \\ u = [i - (u_c + e - R_g i)/Z + j\omega C_c(u_c - u)]r_{ce}/(1 + j\omega r_{be}C_t) \end{cases} \quad (106)$$

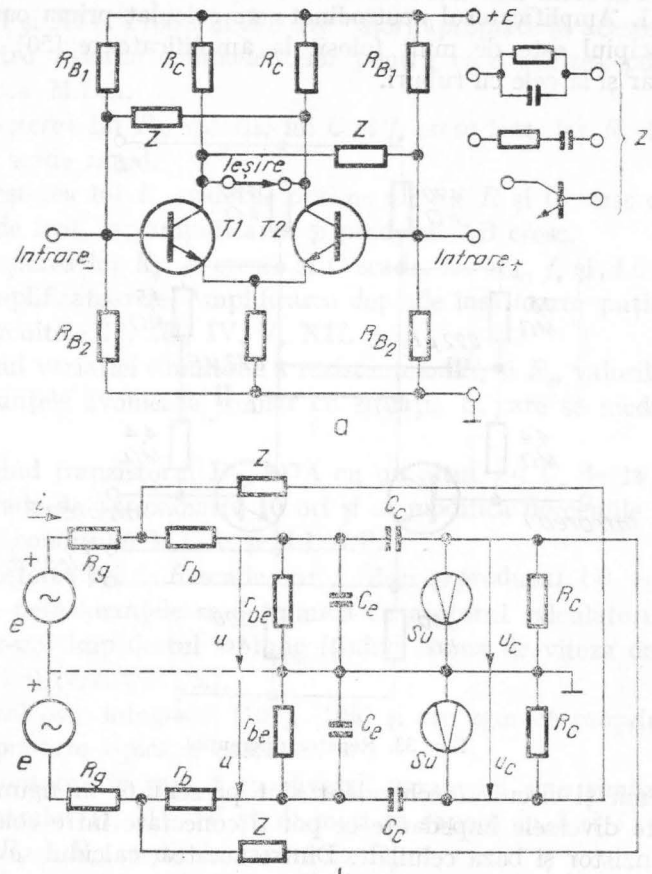

Fig. 34. Amplificatorul diferențial neutrodinat:
a — schema; *b* — circuitul echivalent.

Prin rezolvarea sistemului se obține amplificarea A_{u_0}

$$A_{u_0} = -\frac{R_c}{r_{be} + R_{gb}} \tag{107}$$

identică cu a amplificatorului I, deoarece la circuitul simetric punctul din circuit în care sînt conectați emitorii celor două tranzistoare este un punct „rece" (nu apare semnal). De aceea, în afara impedanței de

reacție, schema echivalentă pentru fiecare tranzistor este aceeași ca la amplificatorul I. A_{u_0} este dat de relația (107) numai dacă Z conține un condensator serie, deci dacă nu există reacție și „în curent continuu".

Factorul de transfer rezultă

$$A_u = \frac{Z + \frac{1}{S}\left(1 + \frac{r_b}{r_{be}}\right) + j\omega\left[\frac{r_b}{\beta\omega_\beta} - \frac{C_c}{S}(Z - r_b)\right]}{Z + R_c - \frac{R_g}{R_{gb} + r_{be}}(\beta R_c - r_{be} - r_b) + j\omega\left[\frac{1}{\omega_\beta} \cdot \frac{R_{gb}(Z + R_c) + r_b R_g}{R_{gb} + r_{be}} + \dots\right.}$$

$$\dots + \left. C_c \frac{R_c r_{be}(4R_g + r_b + Z) + (r_b R_g + Z R_{gb})(\beta R_c + R_c + r_{be})}{R_{gb} + r_{be}}\right] +$$

$$+ \frac{(j\omega)^2}{\omega_\beta} R_c C_c \frac{r_b R_g + Z R_{gb}}{R_{gb} + r_{be}} \tag{108}$$

Datorită conectării reacției pozitive, *nu se poate neglija* r_b nici chiar la $R_g = \infty$.

3.14.2. Corecția cu joncțiunile colector-bază ale unei perechi de tranzistoare identice cu cele amplificatoare. Circuitul prezintă interes *numai pentru circuitele integrate*, [78], [93], [110], deoarece numai așa se pot realiza tranzistoare cu parametri foarte apropiați și numai cu această tehnologie soluția este economică. Se va vedea că creșterea produsului AB este mai mică decît prin adăugarea încă unui etaj.

Numai în circuitele integrate adăugarea încă unei perechi de tranzistoare nu mărește prea mult costul, și aceasta mai ales pentru că pe plăcuța de siliciu zonele de colector sînt comune pentru cîte două tranzistoare: unul amplificator și unul de corecție.

În figura 35 este încercuită cu linie întreruptă partea de circuit care este neapărat realizată ca circuit integrat. Desigur, este posibil și este mai economic ca întreg circuitul să fie integrat.

Soluția mai fusese prezentată anterior, dar calculul a fost publicat prima oară de autor în [74]. Înlocuind în relația (108) $Z = r_b + 1/j\omega C_c$, rezultă factorul de transfer de forma (7) cu coeficienții din subrutina TRAN.

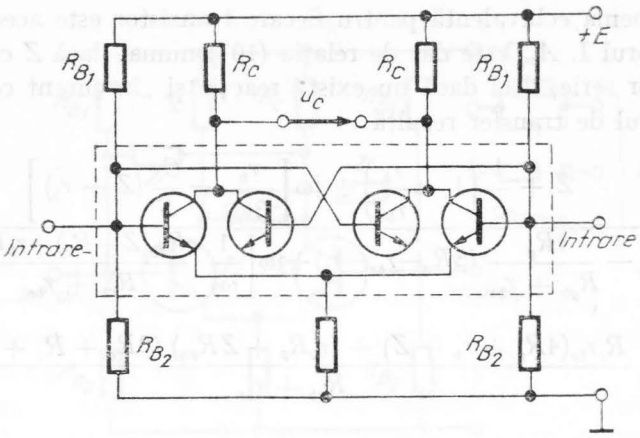

Fig. 35. Amplificatorul diferențial corectat cu altă pereche de tranzistoare.

```
      SUBROUTINE TRAN(B,FT,RB3,CC,IC,RE,RG,RC,X,U,Y,Z,TK)
C
C     AMPLIFICATOR DIFERENTIAL NEUTRODINAT CU ALTA PERECHE DE TRANZISTOARE
C
      DIMENSION RE(30),RG(30),RC(30),X(30),U(30),Y(30),Z(30),TK(30)
      REAL MMIC,NMIC,IC
      S=40.*IC
      RBE=B/S
      OB=6.283*FT/B
      CS=.005
      DO 2 I=1,30
      RGB=RG(I)+RB3
      TK(I)=0.
      AUO=B*RC(I)/(RBE+RGB)
      AMIC=RGB/OB/(RGB+RBE)+ CC*(2.*RC(I)+RB3+(RG(I)*(2.*RBE+RB3)+RBE*
     1RB3*(S*RC(I)+1.))/(RGB+RBE))
      BMIC=(2.*RG(I)+RB3)*CC/(RGB+RBE)*((RC(I)+RB3)/OB+RC(I)*CC*RBE*(2.+
     1S*RB3))
      CMIC=RC(I)*RB3*CC**2/OB*(2.*RG(I)+RB3)/(RGB+RBE)
      MMIC=RB3*CC*(1.+1./B)
      NMIC=RB3*CC/B/OB
      AMIC=AMIC+RC(I)*CS
      BMIC=BMIC+RC(I)*CS*(RGB/(RGB+RBE)/OB+CC*(RB3+(RG(I)*(2.*RBE+RB3)+
     1RBE*RB3)/(RGB+RBE)))
      CMIC=CMIC*(CC+CS)/CC
      EMLA=2.*(MMIC**2-2.*NMIC) -(AMIC**2-2.*BMIC)
      FMLA=BMIC**2-2.*(AMIC*CMIC-DMIC+NMIC**2-2.*(MMIC*QMIC-RMIC))
   14 FS=SQRT((EMLA+SQRT(EMLA**2+4.*FMLA))/2./FMLA)/6.283
      X(I)=AUO
      U(I)=C
      Y(I)=FS
    2 Z(I)=X(I)*Y(I)
      RETURN
      END
```

21. Coeficienții din subrutina TRAN pentru amplificatorul XIII *a*

Din comparația coeficienților se vede că, aproape întotdeauna, se pot neglija n, m și chiar c.

Prin examinarea relației se observă că nu se compensează complet efectul capacității C_c și că, chiar dacă r_b ar fi nul (fizic imposibil, dar să presupunem), tot nu dispare C_b din relație. Explicația intuitivă a eficacității neutrodinării prin formarea unei punți echilibrate nu poate fi, deci, folosită pentru calculul performanțelor circuitului.

Se observă că zerourile factorului de transfer nu depind de rezistențele generatorului și sarcinii, ci numai de tranzistor, ca și la alte tipuri de amplificatoare (I, II, XI, XII). De aceea, luînd în calcul capacitatea parazită C_s în paralel cu R_c, coeficienții m și n rămîn neschimbați, iar ceilalți se modifică așa cum se vede în subrutină.

Rezultatele calculate și experimentale sînt prezentate în tabelul 18.

[*Tabelul* 18

Performanțele amplificatorului XIII *a* (corectat cu altă pereche de tranzistoare)

Tranzistorul folosit	R_g (kΩ)	A_{u_0} calculat	f_s(MHz) calculat fără C_s	f_s(MHz) calculat cu $C_s=5$ pF	f_s(MHz) măsurat	AB(MHz) calculat fără C_s	AB(MHz) calculat cu $C_s=5$ pF
EFT 352	5	−15,5	0,0355	0,0355	0,0323	0,550	0,550
„	1,43	−34,7	0,048	0,0475	0,058	1,57	1,568
„	0,37	−55	0,0729	0,0728	0,089	4,05	4
„	0,05	−66,7	0,1038	0,1035	0,140	6,92	6,9
„	0	−69	0,112	0,111	0,164	7,705	7,629
BC 107 A	5	−40	0,287	0,2867	0,32	11,42	11,41
„	1,43	−61,7	0,615	0,61	0,75	38,3	38
„	0,37	−73,8	1,865	1,56	1,63	120	115,4
„	0,05	−78,4	3,904	3,329	3,56	306,2	261,1
„	0	−80	4,88	3,88	4,3	385,5	408

Amplificatorul diferențial neutrodinat este singurul tip de amplificator care realizează *aproape în orice situație* un produs AB mai mare decît amplificatorul I (EC). În absența capacităților parazite (cînd C_s are valori foarte mici), banda, deci și produsul AB, sînt mai mici decît la amplificatorul I cînd R_g are valori foarte mici. La amplificatorul diferențial neutrodinat, capacitatea C_s are un efect foarte slab. În consecință, pentru valoarea moderată $C_s = 5$ pF, banda amplificatorului neutrodinat este *totdeauna* mai largă decît a amplificatorului I.

Îmbunătățirea este moderată la EFT 352 și la BC 107A: banda crește de 1,5 ori la $R_g = 5$ kΩ și este, practic, aceeași la $R_g = 0$. Calculul cu tranzistorul EFT 352 a fost efectuat numai pentru comparație,

căci, oricum, tranzistoarele cu germaniu nu pot fi realizate în circuite integrate. Pentru verificarea experimentală s-au folosit alte două tranzistoare de același tip, care aveau, probabil, C_c puțin mai mare, de aceea valorile măsurate depășesc, chiar cu 25%, pe cele calculate. Comparația cu neutrodinarea cu condensatoare va explica de ce caracteristica de amplitudine nu prezenta, totuși, supracreștere.

La circuitul cu tranzistorul BC 107A, banda crește tot de 1,5 ori cînd $R_g = 5$ kΩ și este neschimbată cînd $R_g = 0$. Îmbunătățirea este aceeași ca la EFT 352, deși $\frac{C_c}{C_e} = \frac{1}{7}$ la BC 107A, nu $\frac{1}{100}$ ca la EFT 352, deci capacitatea C_c (care este „compensată") are o contribuție mult mai mare la limitarea benzii, și r_b este mai mică la BC 107A, deci circuitul se apropie mai mult de o punte echilibrată. Experimentarea s-a efectuat cu două tranzistoare duble (capsulate pereche), cu colectorii neseparați. Se constată o foarte bună concordanță a valorilor experimentale cu cele calculate.

La ambele tranzistoare, cînd $R_g = 0$, îmbunătățirea este nulă, deoarece reacția pozitivă dispare și Z reprezintă aproape numai o sarcină în paralel cu R_c, la frecvențe înalte.

Avantajul principal al acestui tip de amplificator este independența corecției de variația temperaturii și a tensiunii de alimentare și imposibilitatea supracompensării, indiferent de R_g.

3.14.3. Corecția cu condensatoare de neutrodinare. Înlocuind în relația (108) $Z = 1/j\omega C$, rezultă factorul de transfer de forma (7), cu coeficienții din subrutina TRAN.

De obicei, coeficienții c și n se pot neglija.

Condiția M.L.A. conduce la o ecuație de gradul 2 pentru determinarea valorii optime a condensatorului C, cu coeficienții din TRAN. Ecuația poate avea două rădăcini reale pozitive. Prezintă interes numai cea mai mică, deoarece mărind în continuare C, amplificatorul începe să oscileze ca un circuit basculant astabil și nu se mai obține caracteristica M.L.A.

Dacă se ia în calcul și capacitatea parazită C_s în paralel cu rezistența R_c, coeficienții m și n rămîn neschimbați, iar ceilalți se modifică așa cum se vede în subrutină.

Coeficienții ecuației se modifică foarte puțin.

Frecvența-limită se determină cu relația aproximativă

$$f_s \approx \frac{1}{2\pi}\sqrt{b} \qquad (109)$$


```
      SUBROUTINE TRAN(B,FT,RB3,CC,IC,RE,RG,RC,X,U,Y,Z,TK)
C
C        AMPLIFICATOR DIFERENTIAL NEUTRODINAT CU CONDENSATOR DE CORECTIE
C
      DIMENSION RE(30),RG(30),RC(30),X(30),U(30),Y(30),Z(30),TK(30)
      REAL MMIC,NMIC,IC
      S=40.*IC
      RBE=B/S
      OB=6.283*FT/B
      CS=.005
      DO 2 I=1,30
      RGB=RG(I)+RB3
      TK(I)=0.
      AUO= B*RC(I)/(RBE+RGB)
      A=((RC(I)+RG(I))*(RBE+RB3)-(B-1.)*RC(I)*RG(I))**2
      E=(RGB/OB)**2+2.*RGB**2/OB*B*RC(I)*CC+(RC(I)*CC*(RBE+B*RGB))**2
      BM=RBE*RC(I)*(S*RG(I)*RGB/OB+CC*((S*RGB+1)*RG(I)*(B*RC(I)-RBE-RB3)
     1+(RGB+RBE)*(S*RG(I)*RB3+4*RG(I)+RB3-S*RGB*RC(I)-RC(I))))
      IF(BM) 22,22,21
   21 IF(BM**2-A*E) 24,24,25
   25 C=(BM-SQRT(BM**2-A*E))/A
      GO TO 23
   24 C=BM/A
      GO TO 23
   22 C=0.
   23 AMIC=C*(RC(I)-RG(I)*(B*RC(I)-RBE-RB3)/(RGB+RBE))+RGB/(RGB+RBE)/OB+
     1RC(I)*CC*RBE*(S*RGB+1.)/(RGB+RBE)
      BMIC=(C*(RGB*RC(I)+RB3*RG(I))/OB+C*CC*RC(I)*RBE*(4.*RG(I)+RB3+S*
     1RG(I)*RB3)+CC*RC(I)*RGB/OB)/(RGB+RBE)
      CMIC=C/OB*RC(I)*CC*RG(I)*RB3/(RGB+RBE)
      MMIC=(C*(1.+RB3/RBE)-CC)/S
      NMIC=C*RB3/B*(1./OB+RBE*CC)
      AMIC=AMIC+RC(I)*CS
      BMIC=BMIC+RC(I)*CS*(C*RG(I)*(RBE+RB3)/(RGB+RBE)+RGB/(RGB+RBE)/OB)
      CMIC=CMIC+RC(I)*CS*C/OB*RG(I)*RB3/(RGB+RBE)
      TK(I)=(AMIC**2-2.*BMIC)-(MMIC**2-2.*NMIC)
      FS=1./6.283*SQRT(ABS((MMIC**2+2.*NMIC-TK(I)+SQRT(ABS((MMIC**2+2.*
     1NMIC-TK(I))**2+4.*(BMIC**2-2.*CMIC*AMIC-2.*NMIC**2))))/2./(BMIC**2
     2-2.*CMIC*AMIC-2.*NMIC**2)))
      X(I)=AUO
      U(I)=C
      Y(I)=FS
    2 Z(I)=X(I)*Y(I)
      RETURN
      END
```

22. Subrutina TRAN pentru amplificatorul XIII *b* cu condiția M.L.A.

La valori mici ale lui R_g rezultă valori complexe pentru C, deci nu se mai poate îndeplini condiția M.L.A. Nu se poate adopta totdeauna soluția și modul de calcul de la pagina 24 deoarece uneori rezultă și partea reală negativă. Este firesc să apară această situație, deoarece predomină rolul condensatorului C de sarcină capacitivă față de cel de reacție pozitivă. În tabelul 19 se înscrie și valoarea-limită a lui R_g pentru care se obține caracteristica M.L.A. (valoarea care rezultă din condiția $B^2 - AE = 0$), și valoarea-limită la care se mai poate folosi neutrodinarea (din condiția $B = 0$).

Performanțele amplificatorului

Tranzistorul folosit	R_g (kω)	A_{u_0} calculat	cu condiția M.L.A.				
			C(pF) calculat	f_s(MH) calculat fără C_s	f_s(MHz) calculat cu C_s=5 pF	C(pF) măsurat	f_s(MHz) măsurat
EFT 352	5	−15,5	80,1	0,1447	0,144	90	0,150
„	1,43	−34,7	85,4	0,172	0,171	85	0,200
„	0,37	−55	108	0,2185	0,216	100	0,204
„	0,05	−66,7	341	0,189	0,187	300	0,200
„	0,0205	−68	2740	0,066	0,066	2300	0,093
„	0,0136	−68,5	0	0,114	0,113	—	0,105
„	0	−69	—	0,122	0,1157	—	0,107
BC 107 A	5	−39,8	4,996	1,286	1,265	4,8	1,44
„	1,1,43	−61,7	4,94	2,22	2,038	4,5	2,17
„	0,37	−73,8	5,039	4,13	3,39	4,72	3,82
„	0,05	−78,4	9,301	6,84	5,2	7,8	6,2
„	0,0243	−78,8	68,819	2,48	2,05	56	2,55
„	0,0238	−78,8	0	5,84	2,35	—	2,45
„	0	−80	—	6,53	5,43	—	4,432

Îmbunătățirea este sensibil mai mare decît cu tranzistoare de compensare: banda crește față de amplificatorul EC de 5—6 ori la EFT 352 și la BC 107A. Cînd condensatoarele de neutrodinare sînt de valoare B/A sau lipsesc, nu se mai poate calcula f_s cu relația (12), ci cu (16), apoi cu (9).

Din condiția M.L.P. (21) se determină condensatoarele de corecție cu o ecuație de gradul III, care se rezolvă pe calculator, prin algoritmul Lin-Bairstow. Rezultatele calculate sînt prezentate în tabelul 19. Ele nu au fost verificate experimental, datorită dificultății de apreciere a realizării condiției M.L.P.

Așa cum era de așteptat, C și f_s au valori mai mici decît cu condiția M.L.A., mai ales la valori mici ale rezistenței generatorului R_g. Banda este, oricum, *mult* mai largă decît a *tuturor* celorlalte tipuri de amplificatoare, cu orice condiții.

Dependența performanțelor de valorile rezistențelor R_e, R_c și R_g este similară, cu condițiile M.L.P. și M.L.A. Banda are un maxim pentru $R_c = 0{,}18 \div 0{,}4$ kΩ, dar raportul valorilor maximă și minimă nu depășește 2,5.

Cînd R_g crește, A_{u_0} și C scad. Frecvența-limită f_s și produsul AB au un maxim pentru $R_g = 0{,}025 \div 0{,}3$ kΩ, cu un raport 4 între va-

Tabelul 19

XIII *b* (neutrodinat cu condensatoare)

		cu condiția M.L.P.				
AB(MHz) calculat fără C_s	AB(MHz) calculat cu C_s=5 pF	C(pF) calculat	f_s(MHz) calculat fără C_s	f_s(MHz) calculat cu C_s = 5 pF	AB (MHz) calculat fără C_s	AB (MHz) calculat cu C_s = 5 pF
2,243	2,23	76,03	0,118	0,116	1,829	1,729
5,98	5,98	79,5	0,139	0,137	4,87	4,800
12	11,9	97,5	0,177	0,1763	9,75	9,74
12,6	12,504	258	0,167	0,166	11,154	11,069
4,555	4,555	740,7	0,1097	0,109	7,47	7,4158
7,8	7,724	1198	0,0822	0,08	5,612	5,582
8,28	7,98	43	0,128	0,1218	8,28	7,98
51,184	50,362	4,841	1,311	1,0445	52,184	41,5735
137,5	126	4,61	1,975	1,57	122,3	97,1
314,5	257,6	4,451	3,425	2,804	253	208,39
536,38	407,8	7,934	5,909	4,7763	463,485	374,4547
201	161,5	35,846	4,644	3,4126	366,43	269,248
458	185,2	0	4,66	4,2	368,255	303,5
528	435	—	6,53	5,43	528	435

lorile maxime și minime. Valorile lui R_g pentru care se obține acest maxim cresc cu I_c și scad cu β.

Valorile optime ale lui C și banda au senzitivitatea mai mare în raport cu C_s decît cu condiția M.L.A.

Aceasta este varianta cea mai avantajoasă de amplificator pentru generatoare cu impedanțe peste 0,5 kΩ. Sub această valoare, amplificatorul I rămîne superior. De altfel, la R_g de valoare mică, condensatorul de neutrodinare ia valori prea mari.

3.15. AMPLIFICATORUL XIV DIFERENȚIAL NEUTRODINAT CU CONDENSATOARE ȘI CU GRUP RC DE CORECȚIE ÎN CIRCUITUL BAZEI

3.15.1. Expresia factorului de transfer se obține înlocuind în factorul de transfer al amplificatorului diferențial neutrodinat (paragraful 2.13.3) rezistența R_g cu impedanța $R_g + R/(1 + j\omega RC)$, așa cum apare firesc dim compararea figurilor 34, *a* și 36 [29].

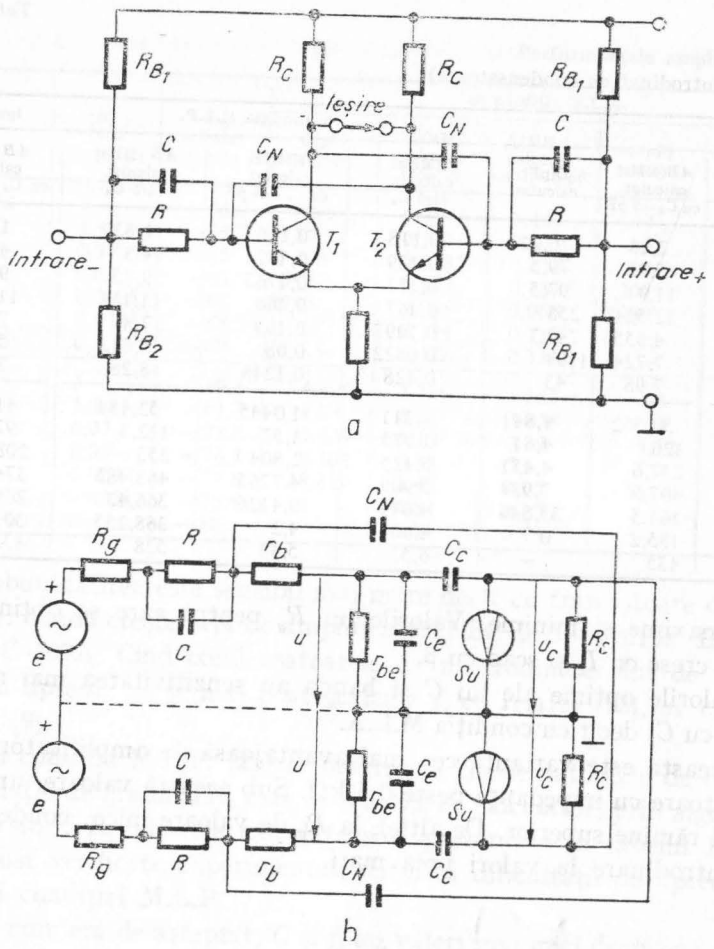

Fig. 36. Amplificatorul XIV:
a — schema; *b* — circuitul echivalent.

Deoarece apar două valori de condensatoare de corecție, cele conectate între colectorul unui tranzistor și baza celuilalt se notează C_N(N = neutrodinare). Se obține factorul de transfer de forma (7), cu coeficienții din subrutina TRAN.

Amplificarea A_{u_0} are aceeași valoare ca și la amplificatorul VII.

3.15.2. Performanțele cînd se impune o valoare fixă pentru condensatorul de neutrodinare C_N. Circuitul cuprinde 3 componente ajustabile pentru corecție, ceea ce permite impunerea a trei condiții, deci obținerea unor caracteristici foarte pretențioase. Rareori este economică efectuarea unui număr atît de mare de reglaje. Pentru simplificare se va impune lui C_N să aibă valoarea *aproximativă* care realizează neutrodinarea la valori mari ale lui R_g (vezi § 3.14.3):

$$C_N = C_c + \frac{C_e}{SR_c} \tag{110}$$

Aceasta fiind valoarea *minimă* a lui C_N, nu se asigură întotdeauna posibilitatea realizării unei caracteristici de amplitudine fără supracreștere, prin alegerea potrivită a lui R și C. Coeficienții factorului de transfer devin:

$$a = \left\{RC(r_{be} + R_{gb}) + \frac{r_b}{\omega_\beta} + \right.$$

$$+\left(C_c + \frac{C_e}{SR_c}\right)[R_c(r_{be} + R_{gb} + R) + (r_{be} + r_b)(R + R)] +$$

$$\left. + R_c C_c r_{be}(1 + Sr_b)\right\} : (r_{be} + R_{gb} + R)$$

$$b = \left\{\left(C_c + \frac{C_e}{SR_c}\right)\frac{(R_g + R)(R_c + r_b) + r_b R_c}{\omega_\beta} + \right.$$

$$+\left(C_c + \frac{C_e}{SR_c}\right) r_{be} R_c C_c [r_b + (4 + Sr_b)(R_g + R)] + \tag{111a}$$

$$+ R_c C_c \frac{R_{gb} + R}{\omega_\beta} + RC\left[\frac{r_b}{\omega_\beta} + \left(C_c + \frac{C_e}{SR_c}\right)(R_c(R_{gb} + r_{be}) + \right.$$

$$\left.\left. + R_g(r_{be} + r_b)) + r_{be} R_c C_c (1 + Sr_b)\right]\right\} : (r_{be} + R_{gb} + R)$$

$$c = \left\{\left(C_c + \frac{C_e}{SR_c}\right) R_c C_c r_b \frac{R_g + R}{\omega_\beta} + RC\left[\left(C_c + \frac{C_e}{SR_c}\right)\frac{R_{gb} R_c + R_g r_b}{\omega_\beta} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \left(C_c + \frac{C_e}{SR_c}\right) r_{be} R_c C_c (4R_g + r_b + SR_g r_b) + R_c C_c \frac{R_{gb}}{\omega_\beta}\right]\right\} : (r_{be} + R_{gb} + R)$$

$$d = \left(C_c + \frac{C_e}{SR_c}\right)\frac{RCR_c C_c R_g r_b}{\omega_\beta (r_{be} + R_{gb} + R)}$$

$$m = RC + \frac{r_b C_c}{\beta} + \frac{C_c}{S^2 R_c}\left(1 + \frac{r_b}{r_{be}}\right) \tag{111b}$$

$$n = \frac{1}{S}\left\{r_b\left(C_c + \frac{C_e}{SR_c}\right)(C_e + C_c) + RC\left[\frac{r_b}{r_{be}} C_c + \frac{C_e}{SR_c}\left(1 + \frac{r_b}{r_{be}}\right)\right]\right\}$$

$$q = RC\,\frac{r_b}{S}\left(C_c + \frac{C_e}{SR_c}\right)(C_e + C_c)$$

Prima condiția M.L.A. determină relația *aproximativă:*

$$(RC)^2 R[2(r_{be} + R_{gb}) + R] + 2RC\left\{(r_{be} + R_{gb} + R)\left[\frac{r_b}{\omega_\beta} + \right.\right.$$

$$+\left(C_c + \frac{C_e}{SR_c}\right)(R_c(R_{gb} + r_{be}) + R_g(r_{be} + r_b)) + r_{be} R_c C_c (1 + Sr_b)\Big] -$$

$$- (r_{be} + R_{gb} + R)^2\left[\frac{r_b C_c}{\beta} + \frac{C_c}{S^2 R_c}\left(1 + \frac{r_b}{r_{be}}\right)\right] - \tag{112}$$

$$\left. - \frac{C_e}{SR_c}(r_{be} + R_{gb})(r_{be} + r_b)(R_g + R)\right\} + \left[\frac{C_e}{SR_c}(r_{be} + r_b)(R_g + R)\right]^2 = 0$$

Dacă se impune valoarea lui R, rezultă simplu C și se obține, de data aceasta, constanta de timp RC apropiată de $r_{be}C_e$. Aceasta sugerează interpretarea *neriguroasă* că C_N compensează C_c și C compensează C_e.

Chiar și pentru valori mici ale lui R (10Ω) rezultă C suficient de mic pentru ca circuitul să fie compact și ieftin. Amplificarea, banda și produsul AB încep să scadă sensibil numai cînd R crește peste 40Ω.

La creșterea lui R_c, A_{u_0} și produsul AB cresc continuu, C_{optim} scade și ajunge la valori negative — evident nerealizabile economic. Banda prezintă un maxim la $R_c = 0{,}1 \div 0{,}3$ kΩ. La valori mai mici predomină efectul de șuntare al condensatorului C_N, iar la valori mai mari — efectul lui C_c.

La creșterea rezistenței generatorului scad continuu A_{u_0}, C_{optim}, banda, deci și AB. Scăderea este însă mai lentă decît la amplificatoarele I și XII, deci acest circuit este, oricum, mai avantajos la valori *mari* ale lui R_g.

La creșterea simultană a lui R și R_c, C_{optim} scade, amplificarea crește, iar banda și produsul AB prezintă un maxim pronunțat la $R_c =$

$=0{,}2 \div 0{,}7$ kΩ, scade, apoi reîncepe să crească, dar noua creştere are loc la valori negative (deci nerealizabile) ale lui C.

Poziţiile şi amplitudinile maximelor depind sensibil de punctul de funcţionare şi parametrii tranzistorului.

La valori mai mari ale lui β, chiar şi la tranzistorul BC 107A nu se mai poate realiza corecţia, deoarece rezultă $C < 0$. La tranzistorul EFT 352, caracteristica M.L.A. este aproape întotdeauna nerealizabilă. Această variantă de alegere a valorilor *este*, deci net *dezavantajoasă*.

O altă posibilitate este impunerea pentru C_N a unei valori cel mult egale cu cea mai mică valoare a condensatorului de neutrodinare găsită la circuitul fără grup RC în circuitul bazei: 80 pF la EFT 353 şi 5 pF la BC 107A. Aşa cum rezultă din analiza cu ajutorul calculatorului electronic, dependenţa benzii de valoarea rezistenţei din circuitul bazei prezintă un maxim. Acest maxim este mai pronunţat şi are loc la valori mai mari ale lui R cînd β şi I_c sînt mai mari. Oricum, valoarea lui R pentru care banda este maximă este destul de mare: $3 \div 10$ kΩ. Valoarea constantei de timp RC nu este fixă, ci scade uşor cînd scade R. Ea este mai mică decît $r_{be}C_e$ la EFT 352, dar sensibil mai mare la BC 107A. Amplificarea şi, datorită ei, produsul AB, scad constant la creşterea lui R.

Variaţia benzii şi a produsului AB în funcţie de R_c prezintă un maxim, dar acesta nu poate fi luat în considerare, deoarece peste $2 \div 2{,}5$ kΩ C_{optim} este negativ. În domeniul în care $C_{optim} > 0$, banda *creşte* la creşterea lui R_c, deci circuitul este mai avantajos pentru valori mari ale lui R_c.

Variaţia benzii în raport cu R_g prezintă de asemenea un maxim la valori mai mari (peste 3 kΩ) pentru EFT 352 şi valori mici (sub 0,3 kΩ) pentru BC 107A. Amplificarea şi produsul AB scad însă constant, dar *mai lent* decît la amplificatorul I. Faţă de amplificatorul cu rezistenţa decuplată în emitor, A_{u_0} este *întotdeauna* mai mică, dar *produsul AB este mai mare pentru $R_g > 0{,}25$* kΩ, deci pentru o mare parte din situaţiile practice. Astfel, la circuitul cu EFT 352, la $R_g = 1{,}43$ kΩ, $AB = 1{,}024$ MHz la amplificatorul I şi $AB = 3{,}68$ MHz la amplificatorul XIV. În aceleaşi condiţii, cu tranzistorul BC 107A valorile sînt 30,65 MHz, respectiv 114 MHz.

Dacă R şi R_c cresc simultan, păstrînd între ele raportul constant 2, amplificarea creşte permanent, iar banda şi produsul AB au un maxim la $R = 1{,}2 \div 2$ kΩ. În orice condiţii, produsul AB este mai mic decît al amplificatorului neutrodinat cu condensatoare, deci această variantă nu prezintă interes. Ea realizează performanţe mai scăzute, deşi costul este mai ridicat.

3.15.3. Performanţele cînd se calculează întîi C_N optim. Se adoptă pentru C_N valoarea optimă, calculată cu relaţiile de la paragraful 3.14.3 pentru $R_g'' = R_g + R$, apoi se calculează C pentru realizarea caracteristicii M.L.A., cu relaţiile din paragraful 3.15.1. Valoarea lui R este fixă, impusă dinainte.

Pentru EFT 352, într-o gamă largă de valori ale rezistenţelor rezultă $C_{optim} < 0$, deci nu se poate realiza caracteristica M.L.A. Pentru BC 107A rezultă C_{optim} pozitiv, cu valori apropiate de cele obţinute în cazul precedent. Banda şi produsul AB au şi ele variaţii similare cu cele avute cînd C_N era fix.

Performanţele circuitului în această variantă sînt *puţin* mai bune decît cu C_N, fix, dar cîştigul nu justifică complicarea suplimentară a calculelor. Performanţele sînt, oricum, inferioare faţă de amplificatorul neutrodinat simplu.

3.15.4. Rezultatele obţinute impunînd condiţiile M.L.A. sau M.L.A.P. S-a folosit programul E (cu metoda iterativă pentru M.L.A.P.), ca şi la amplificatorul VII. Coeficienţii din subrutina M.L.A.A. sînt:

```
C
C     AMPLIFICATOR DIFERENTIAL NEUTRODINAT CU CN, CU GRUP RC IN CIRCUITUL BAZEI
C
      RG=RGB-RB3
      CN=0.08
      IF(B.GE.200.) CN=0.005
      MXY=1.
      MY =RBE+RGB
      MXX=0.
      MX =(CN*(1.+RB3/RBE)-CC)/S
      ML =MX*MY
      NXY=MX
      NY =ML
      NXX=0.
      NX =RB3*CN*(CE+CC)/S
      NL =NX*MY
      QXY=NX
      QY =NL
      QXX=0.
      QX =0.
      QL=0.
      AY=RBE+RGB
      AX=1./OB+B*RC*CC+CN*(RC-B*RC+RBE+RB3)
      AL=AX*RG+RB3/OB+RBE*RC*(CC+CN)+RB3*RC*(B*CC+CN)
      BY=AL
      BX=RC*CC/OB+CN*RBE*(CE*(RC+RB3)+RC*CC*(4.+S*RB3))
      BL=BX*RG+RB3*RC*((CC+CN)/OB+RBE*CC*CN)
      CY=BL
      CZ=RB3*CN*RC*CC/OB
      CL=CZ*RG
      DY=CL
      DX=0.
      DL=0.
C
```

24. Coeficienţii din subrutina MLAA pentru amplificatorul XIV.

S-a impus pentru condensatorul C_N valoarea minimă care rezultă la circuitul XIII pentru tipul respectiv de tranzistor (80 pF, respectiv 5 pF). Chiar şi în aceste condiţii caracteristica M.L.A. este realizabilă numai cu tranzistorul BC 107A, numai pentru $\beta = 200$ şi $I_c = 2$ mA, şi pe domenii *mai* restrînse ale componentelor decît la amplificatorul XII', aşa cum rezultă din tabelul 20.

Tabelul 20

Performanţele amplificatorului XIV cu două condiţii M.L.A.

Componente cu valori		R (kΩ)	C (pF)	A_{u_0}	f_s (MHz)	AB (MHz)
fixe (kΩ)	variabile (kΩ)					
	R_c					
$R_g = 1{,}43$	0,1	0,16	5,41	5,63	20,5	115,7
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
$R_e = 1$	1,85	0,08	0,62	91	6,8	618,4
	R_g					
$R_c = 2$	0,315	0,029	0,97	138	9,86	1362
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
$R_e = 1$	1,256	0,072	0,32	103	6,8	701

La creşterea lui R_e, valorile lui R şi C scad, banda scade, amplificarea şi produsul AB cresc.

Performanţele sînt bune, dar produsul AB este mai mic decît cel obţinut impunînd valoarea lui R.

Caracteristica M.L.A.P. nu este obţinută cu valori reale pozitive ale componentelor de corecţie, din aceeaşi cauză ca la amplificatorul VII.

Complexitatea circuitului, costul componentelor şi reglajului, dependenţa amplificării de valoarea rezistenţei de corecţie, dificultatea calculelor şi domeniile restrînse de realizabilitate a caracteristicilor dorite determină concluzia că nici pentru realizarea caracteristicilor M.L.A. sau M.L.A.P. acest circuit nu este competitiv faţă de amplificatorul XII'.

Celelalte considerente avute în vedere: senzitivitatea, realizabilitatea ca circuit integrat, zgomotul propriu etc. subliniază şi ele superioritatea circuitelor XIII şi XII'.

4. CIRCUITE INTEGRATE AMPLIFICATOARE DE BANDĂ LARGĂ

Circuitele integrate prezintă unele particularităţi şi avantaje specifice, faţă de circuitele cu componente discrete [127]:

— miniaturizare — calitate pentru care s-a iniţiat producerea lor;

— cost redus — mai ales pentru circuite complicate şi mai ales ţinînd seama şi de costul manoprerei de asamblare şi reglaj a aparatului în care sînt folosite;

— senzitivitate *mică* în raport cu temperatura şi cu tensiunea de alimentare;

— suportă tensiuni relativ mici — de regulă sub 40 V;

— numai în circuitele hibride se pot include inductanţe de valoare *mică*;

— se pot realiza numai capacităţi de valoare *mică*;

— se realizează greu rezistenţe cu valori mari sau de ordine de mărime mult diferite. Rezistoarele sînt, în general, mai scumpe decît componentele active;

— se pot realiza tranzistoare cu mai mulţi emitori sau mai mulţi colectori;

— parametrii individuali ai componentelor se realizează cu precizie mică, dar se obţine o precizie mare a *rapoartelor* de valori.

Aceste însuşiri au determinat particularităţi ale proiectării circuitelor integrate:

— folosirea largă a amplificatoarelor diferenţiale;

— folosirea a multe tranzistoare şi puţine rezistoare: sarcini active pentru amplificatoare, generatoare de curent, tranzistoare folosite ca diode;

— eliminarea inductanţelor şi, de regulă, şi a condensatoarelor.

Datorită particularităţilor ei, se pot realiza în tehnologia de circuit integrat circuite practic irealizabile cu componente discrete.

Această lucrare *nu este un manual de circuite integrate liniare*, ci are în vedere comportarea amplificatoarelor integrate în raport cu frec-

venţa şi realizarea unei amplificări cu variaţii mici în bandă cît mai largă. Se urmăreşte şi utilizarea în circuitele integrate a diferitelor tipuri de amplificatoare de bandă largă prezentate anterior.

Sînt mai multe categorii de circuite integrate liniare care se încadrează în clasa amplificatoarelor de bandă largă, în înţelesul din § 1.1:

— amplificatoarele operaţionale;
— amplificatoarele diferenţiale şi de videofrecvenţă;
— comparatoarele;
— repetoarele;
— amplificatoarele din stabilizatoare, multiplicatoare şi alte circuite integrate.

Amplificatoarele operaţionale (*AO*) urmăresc în primul rînd realizarea unei amplificări mari şi prezintă de regulă impedanţă de intrare mare şi impedanţă de ieşire mică. Majoritatea au banda foarte îngustă: f_s chiar sub 20 Hz. În cataloagele concentrate se indică, de obicei, frecvenţa *la care amplificarea* $A = 1$, chiar dacă această precizare este notată foarte discret. Această valoare este *mai mică* decît produsul $AB = A_{u_0} \cdot f_s$, deoarece toate *AO* au factor de transfer cu mai mulţi poli, deci amplificarea scade, în anumite domenii de frecvenţă, cu mai mult de 3 dB/octavă.

Pentru a asigura stabilitatea împotriva oscilaţiilor la funcţionarea *AO* cu reacţie negativă, se adaugă adesea condensatoare sau/şi grupuri *RC* de „compensare în frecvenţă" în exteriorul circuitului integrat, componente care *reduc* de obicei *banda AO*. Compensarea depinde de factorul de reacţie, deci şi *produsul AB depinde de amplificarea cu reacţie* ce se doreşte obţinută. El nu este fix pentru un anumit *AO*. Compensarea în frecvenţă *nu* este analogă corecţiei amplificatoarelor de bandă largă. Ea urmăreşte realizarea unui ecart de fază care să înlăture supracreşterea caracteristicii $A(f)$ şi să prevină oscilaţiile, nu realizarea unei caracteristici M.L.A. sau M.L.P.

Componentele de compensare obişnuită (cu întîrziere de fază) introduc un „pol dominant" — pol de frecvenţă mult mai coborîtă decît ceilalţi poli şi zerouri. Dacă se urmăreşte şi obţinerea unei benzi largi de frecvenţă, se foloseşte uneori compensarea cu avans de fază sau compensarea „cuplaj înainte" (feedforward). Scăderea amplificării cu frecvenţa devine însă mai abruptă şi răspunsul tranzitoriu prezintă supracreşteri.

Compensarea cu avans de fază [127], [151] se realizează adăugînd o capacitate în paralel cu rezistenţa de reacţie negativă, sau un divizor rezistiv supracompensat cu frecvenţa la intrare *AO*. Se introduc astfel în factorul de transfer un pol şi *un zero la frecvenţă mai joasă decît polul*. Zeroul poate fi ajustat să anuleze al doilea pol al factorului de transfer

natural şi astfel se realizează „deplasarea" acelui pol la o frecvenţă mai înaltă. Metoda este eficace pentru cîştiguri în buclă relativ mici, dar supraunitare, dacă condensatorul este conectat în paralel cu rezistenţa de reacţie.

Compensarea „cuplaj înainte" [127], [151] se foloseşte mai ales la *AO* din „generaţia II-a" (LM 101, LM 108, μA 748), la care primul etaj asigură o mare parte a cîştigului, dar are banda cea mai îngustă datorită tranzistoarelor *pnp* laterale. Pentru a înlătura acest neajuns se conectează o cale de semnal de înaltă frecvenţă (o reţea pasivă sau o capacitate) în paralel cu primul etaj. Semnalul la intrarea etajului al doilea este astfel *suma* semnalelor pe cele două căi. Şi această metodă introduce un pol şi un zero la frecvenţă mai joasă decît a polului.

Comportarea cu frecvenţa a circuitelor integrate este mai greu de calculat decît a amplificatoarelor cu componente discrete, deoarece pentru tranzistoare nu se mai poate folosi, de regulă, circuitul echivalent din figura 13. Trebuie luate în considerare şi alte elemente, cum ar fi, de exemplu, capacitatea parazită faţă de substratul pastilei de siliciu [127], [152].

Un alt parametru dinamic specificat la *AO* este *viteza de variaţie a răspunsului la ieşire, la semnal mare* (slew rate) *SR* [127], [152]. Aceasta este legată de bandă, dar nu este proporţională cu ea, deoarece:

— *SR* se măsoară la semnal mare, cînd se ating regimurile *neliniare* de funcţionare ale tranzistoarelor.

— *SR* depinde şi de f_s şi de panta caracteristicii $A(f)$ la $f > f_s$, deci de dispunerea tuturor polilor şi zerourilor circuitului.

În consecinţă, sînt *AO* cu f_s mai ridicată, dar *SR* mai scăzută decît altele.

La *AO*, cataloagele îngrijite specifică *două frecvenţe-limită:* la semnal *mic* (f_s) şi la semnal *mare* (la putere nominală) f_p [152]. La frecvenţe ridicate apar curenţi importanţi prin capacităţile parazite, care determină creşterea curentului de alimentare absorbit, deci încălzirea suplimentară şi *inegală* a *AO*. Fenomenul poate provoca deteriorarea *AO*, independent de atingerea f_s, deci şi înainte de scăderea amplificării. Se observă întîi o distorsionare a semnalului. Observaţia este importantă şi valabilă şi la amplificatoarele cu componente discrete, chiar şi la cele de audiofrecvenţă. Frecvenţa f_p este direct proporţională cu *SR* [152].

Amplificatoarele diferenţiale şi de videofrecvenţă sînt amplificatoare cu *banda largă şi* cîştig relativ mic. Ele au număr mic de etaje şi o structură, de obicei, simplă.

Comparatoarele sînt tot amplificatoare cu primul etaj-diferenţial, dar cu caracteristica de frecvenţă mai puţin îngrijită, deoarece lucrează, de regulă, fără reacţie. Ele produc, la ieşire, o tensiune în domeniul

convenabil pentru a comanda direct circuitele logice TTL. De obicei nu se specifică banda de frecvențe, ci timpul de întîrziere al răspunsului, ca la circuitele logice.

Tipurile cele mai rapide sînt μA 710, μA 711 (dublu), LM 106, LM 1514 (dublu cu ieșiri separate) cu $t_d = 30 - 40$ ns și LM 160, LM 161 cu $t_d = 14 - 20$ *ns*.

Comparatoarele sînt circuite relativ zgomotoase, deoarece decalarea tensiunii este realizată cu diode Zener.

Repetoarele au $A_{u_0} = 1$ și sînt anume construite pentru a realiza banda mult mai largă decît *AO* conectate ca repetoare. Se prezintă cîteva tipuri mai reprezentative de circuite integrate amplificatoare, chiar dacă primele sînt depășite ca performanțe.

Amplificatorul operațional μA 702 (fig. 37) este primul tip de *AO* produs în serie mare. El a fost lansat de firma Fairchild în anii '60 [127], [154]. Tranzistorul *T*9 conectat ca diodă compensează termic joncțiunile bază-emitor al generatoarelor de curent *T*1 și *T*8.

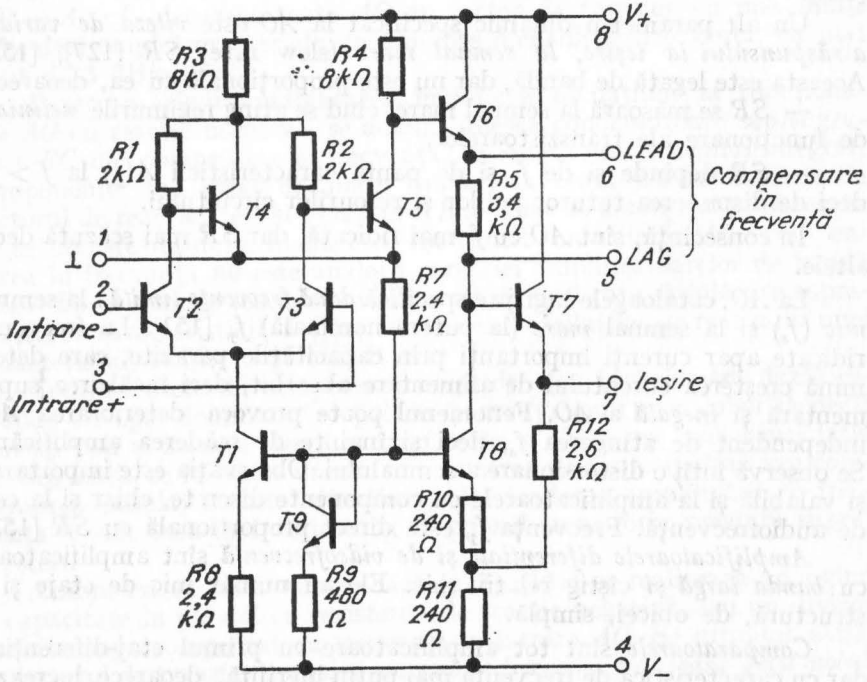

Fig. 37. Amplificatorul operațional μA 702.

Primul etaj (*T*2, *T*3) este diferențial, cu tensiunea de alimentare stabilizată prin divizorul *R*3, *T*4, *R*7, *T*9, *R*9. Banda este destul de largă datorită valorii mici a sarcinii (*R*1, *R*2). Pentru a realiza impedanța de intrare mare, *T*8 și *T*3 au curentul mediu I_C numai 0,2 mA. Astfel $h_{11} = 20$ kΩ, $\beta \approx 200$, $A = 15$. Al doilea etaj (*T*4, *T*5) — tot diferențial — are $A = 96$, deoarece $I_C = 1$ mA și $\beta = 100$.

Etajul final are impedanța de intrare mare (200 kΩ) datorită repetorului *T*6. *R*5 și generatorul de curent *T*8 decalează tensiunea cu —3,4 V. Repetorul *T*7 realizează impedanța de ieșire mică (200 Ω) dacă $U_{ieșire}$ este mai joasă decît tensiunile de intrare (dacă *T*7 conduce). În caz contrar $Z_e = 3$ kΩ. Reacția pozitivă prin *R*12 determină $A = 2{,}5$ pentru etajul final.

Amplificatorul are nevoie de componente exterioare pentru compensare în frecvență. El realizează amplificarea totală 2 000 ÷ 7 000 (tipic 3 600), iar frecvența-limită la $A = 1$ este 30 MHz [153].

AO μA 702 are tensiuni de alimentare +12 V, —6 V și este un tip considerat depășit, dar se construiește încă sub numele MC 1712 [158].

Amplificatorul operațional μA 709 (fig. 38), introdus de firma Fairchild în 1965, a fost larg acceptat. El a fost și este produs de multe alte firme [154].

Etajul de intrare diferențial simplu (*T*1, *T*2) are $I_C = 20$ μA pentru a realiza impedanța de intrare mare (250 kΩ), totuși are $A \approx 20$, deoarece rezistențele de sarcină (*R*1, *R*2) sînt mari și $\beta = 200$. *T*7 stabilizează tensiunea lui de alimentare.

Al doilea etaj este diferențial cu perechi de tranzistoare în conexiune Darlington (*T*3—*T*5, *T*4—*T*6), cu $I_C = 0{,}5$ mA. Amplificarea etajului este numai 75, datorită impedanței mari a generatorului ($R1 = R2 = 25$ kΩ).

Etajul final are impedanța de intrare mare datorită repetorului *T*8, realizează decalarea tensiunii cu —7,5 V prin *R*7 care atacă tranzistorul *pnp* lateral *T*9, aflat, practic, în conexiune cu baza comună. Este componenta cu performanțele cele mai slabe din întreg *AO*. *T*12 formează un amplificator cu R_e nedecuplată (II) și atacă repetorul complementar de ieșire (*T*13, *T*14) care asigură impedanța de ieșire mică (150 Ω) la orice tensiune de ieșire. Reacția negativă fixează amplificarea etajului final la $30 = R15/R7$.

Circuitul necesită componente exterioare pentru compensare în frecvență.

Întreg *AO* asigură amplificarea 15 000 — 45 000, $f_s = 0{,}5$ MHz la cîștig în buclă închisă 1 000 și frecvența-limită 1 MHz conectat ca repetor.

Amplificatorul operațional LM 101 (fig. 39) lansat de firma National Semiconductor în 1967, este primul din „generația a doua": folosește

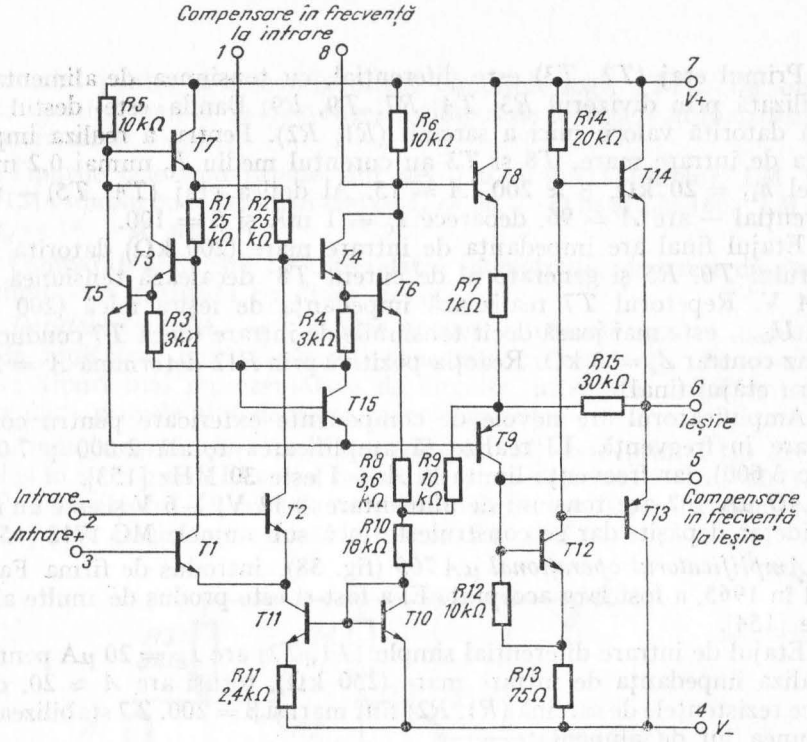

Fig. 38. Amplificatorul operațional μA 709.

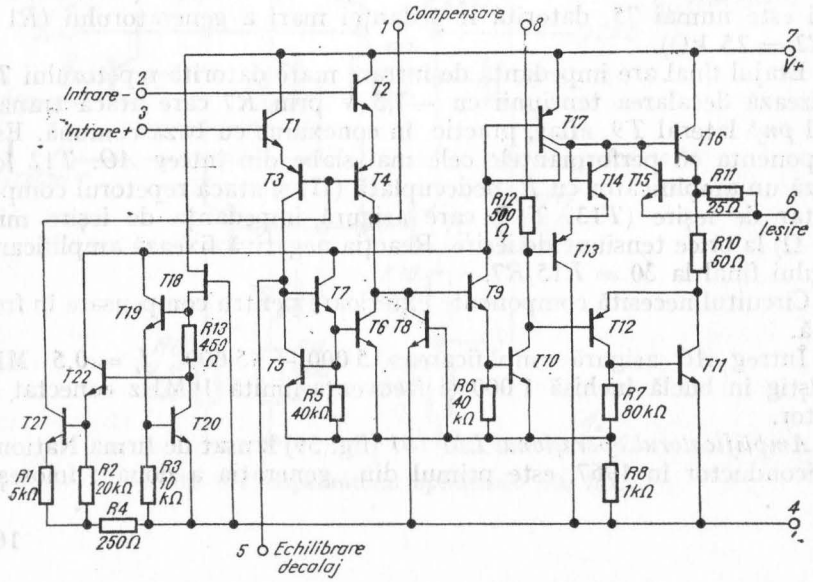

Fig. 39. Amplificatorul operațional LM 101.

amplificatoarele cu sarcină activă, care realizează amplificare mare cu un număr mic de etaje.

Etajul de intrare are Z_i mare datorită repetorului ($T1$, $T2$). Acesta comandă amplificatorul diferențial ($T3$, $T4$) cu bază comună, cu sarcină activă ($T5$, $T6$), cu cîștig peste 40 dB. Amplificatorul $T9$ cu R_e nedecuplată și cu sarcina activă (unul din colectorii lui $T17$) face trecerea de la modul diferențial la modul asimetric. El comandă $T17$ — generator de curent pentru $T16$. Din emitorul lui $T9$ se comandă $T10$ care atacă în curent $T13$ și grupul Darlington complementar ($T12$, $T11$). Amplificatorul ($T9$, $T10$, $T13$, $T17$) are cîștig foarte mare, de aceea pentru compensarea în frecvență este suficient un condensator de 30—100 pF [127].

Etajul de ieșire este în contratimp clasă B („totem-pole"), cu protecție la suprasarcină (T 15). Celelalte tranzistoare asigură polarizarea și previn „zăvorîrea-sus".

În totalitate, AO realizează $A = 50\,000 - 160\,000$, $Z_i = 1{,}5 \div 4\,M\Omega$ $Z_e = 75\ \Omega$.

Compensarea cu întîrziere de fază determină frecvența-limită 1 MHz la $A = 1$ și $SR = 0{,}5$ V/μs, iar cu avans de fază — 1 MHz la $A = 1$ și $SR = 1$ V/μs [155].

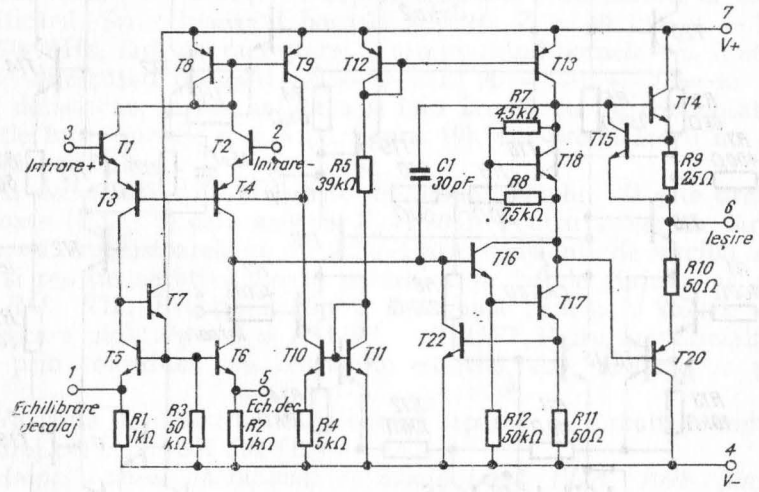

Fig. 40. Amplificatorul operațional μA 741.

Amplificatorul operațional μA 741 (fig. 40) este varianta îmbunătățită a precedentului: compensat intern cu $C1$ și cu circuitele de polarizare mai simple. El realizează $Z_i = 1 \div 6\ M\Omega$, $Z_e = 75\ \Omega$, $A = 50\,000 - 200\,000$ și proprietăți dinamice apropiate de ale lui LM 101 cu condensator de compensare.

Tipuri similare: OP—01 [156], 1556, 4157 [157].

Amplificatorul operațional μA *715* (fig. 41) este primul *AO* rapid și a fost lansat de firma Fairchild. Structura sa este de *AO* din generația *I*: două etaje diferențiale, apoi repetor de trecere la modul asimetric (*T*21, *T*22), decalarea tensiunii cu generator de curent (*T*9), amplificator de ieșire.

Etajul de intrare este cascod diferențial, cu (*T*16, *T*17), cu grupuri Darlington (*T*1—*T*3, *T*2—*T*4) cu rezistențe nedecuplate în emitori (*R*11, *R*12) și tensiunea de alimentare stabilizată de *T*5 cu sarcina divizată (*R*5, *R*6) și repetorul *T*20.

Al doilea etaj este tot diferențial (*T*18, *T*19) cu R_e nedecuplate (*R*9, *R*10).

Compensarea în frecvență este realizabilă cu grupuri *RC* serie, conectate între colectorii primului etaj, respectiv etajului al doilea.

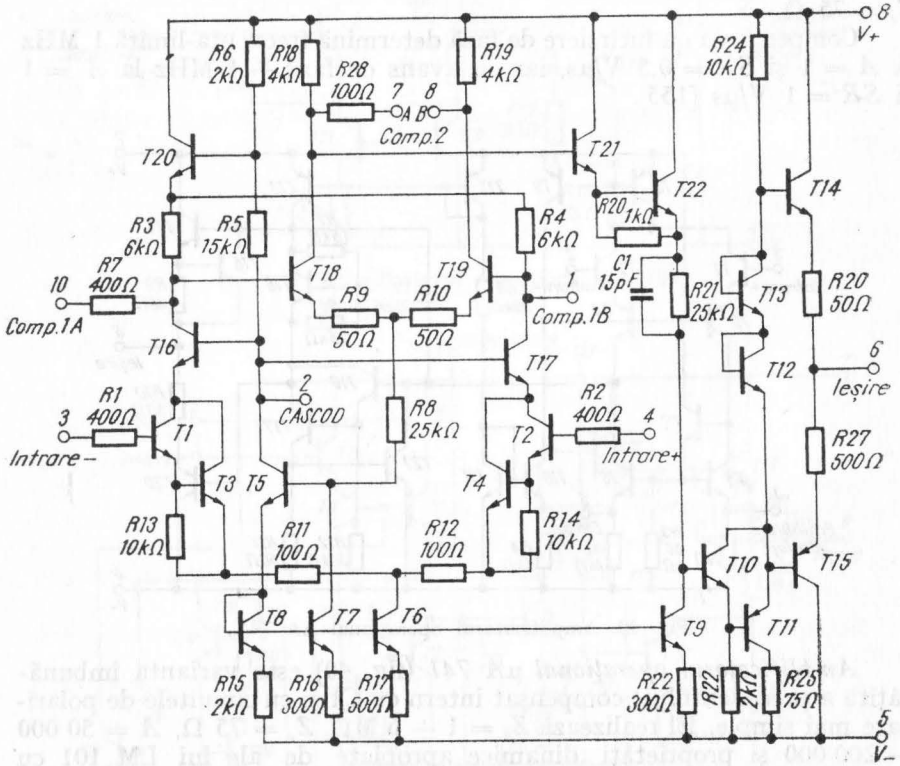

Fig. 41. Amplificatorul operațional μA 715.

Grupurile introduc fiecare cîte un pol și un zero de aceea reduc mai puțin banda de frecvențe. Existența a 4 conexiuni pentru compensare permite folosirea diferitelor variante, functie de cerințele circuitului [153]. În paralel cu *R*21 (decalarea de tensiune) este conectat intern *C*1, care realizează o compensare cu avans de fază.

Etajul de ieșire repetor în contratimp clasă *AB* (*T*14, *T*15) este comandat de *T*10 — cu sarcina divizată (*R*23) nedecuplată în emitor, iar *T*12 și *T*13, conectați ca diode, elimină zona moartă a etajului în contratimp.

Acest *AO* are $Z_i = 1$ MΩ, $Z_e = 75\Omega$, $A = 30\,000$, frecvența-limită la $A = 1$ este 65 MHz și $SR = 20$ V/μs la $A = 1$ și 100 V/μs la amplificatorul fără reacție. μA 715 este, în general, mai zgomotos decît precedentele tipuri de *AO*.

Amplificatorul diferențial de videofrecvență μA *733* (fig. 42) lansat de firma Fairchild, are o structură simplă, ca de *AO* din generația *I*, dar performanțele ridicate îl mențin în actualitate.

Primul etaj (*T*1, *T*2) este diferențial cu R_e nedecuplate. Fără conexiuni externe, întreg amplificatorul are $Z_i = 250$ kΩ, $A = 10$ și $f_s = 120$ MHz *(la −3 dB)*, cu supracreștere de 3 dB înainte de căderea amplificării. Scurtcircuitînd bornele 3 și 10, $Z_i = 30$ kΩ, $A = 100$ și $f_s = 90$ MHz, fără supracreștere. Scurtcircuitînd bornele 4 și 9, etajul I devine diferențial obișnuit, $Z_i = 4$ kΩ, $A = 400$ și $f_s = 40$ MHz. În al doilea caz, banda ar putea fi încă lărgită cu un condensator de corecție între bornele 4 și 8 (v. figura 19), dar producătorii nu indică această posibilitate.

Al doilea etaj (*T*3, *T*4) este diferențial simplu. El este urmat de repetoare (*T*5, *T*6) care asigură $Z_e = 20\Omega$. Pentru a realiza lărgimea de bandă, tranzistoarele au $I_C = 3$—4 mA, rezistențe de sarcină relativ mici și reacție negativă foarte puternică pe bazele etajului al doilea, prin *R*11, *R*12. Reacția negativă determină pentru al doilea etaj o amplificare mică: $A_2 = 3 \approx R11/R1 = R12/R2$. Restul amplificării, ajustabil prin conexiuni sau rezistențe externe, este realizat de primul etaj.

Variantă cu generatoare de curent separate în circuitele emitorilor primului etaj: NE/SE 592 [159].

Amplificatorul operațional de bandă largă TDA 1078 (fig. 43), produs de firma Valvo-Philips începînd din 1977 [169], [170], are și el o structură destul de simplă, ca de *AO* din generația I, și performanțe apropiate de μA 733: $Z_i = 200$ kΩ (100 kΩ la 5 MHz), $Z_e = 10$ Ω, $A = 400$ (52 dB). Frecvența $f_s = 20$ MHz la $A = 100$ (produs $AB = 2$ GHz), $f_s = 170$ MHz la $A = 7$ (produs $AB = 1,2$ GHz la amplificarea *minimă* la care circuitul mai este stabil fără componente de compensare în frecvență). Banda este puțin mai îngustă decît la precedentul, dar

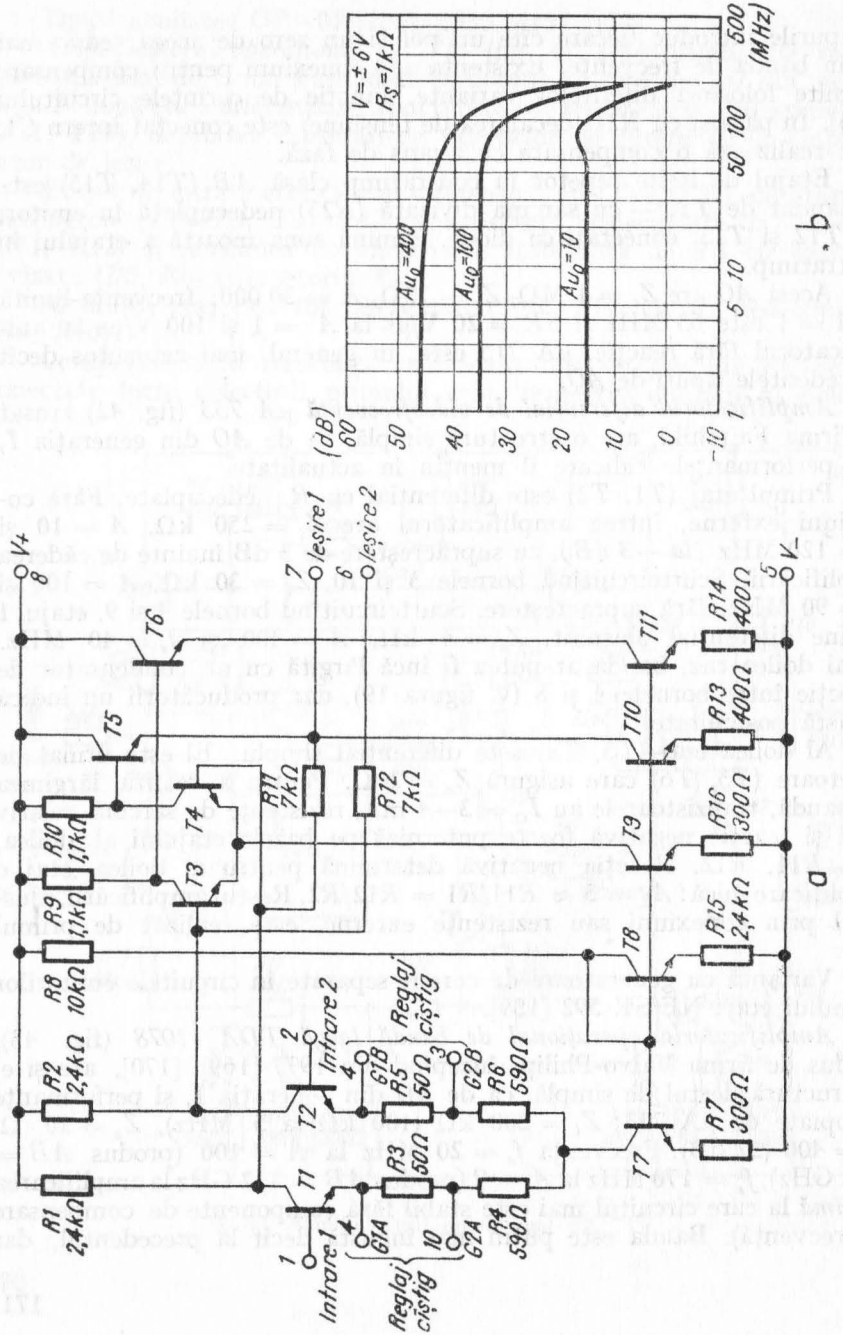

Fig. 42. Amplificatorul diferențial μA 733:
a schema; *b* – caracteristica *A* (*f*).

TDA 1078 este net superior la semnal mare ($SR = 600$ V/μs, $f_p = 48$ MHz) și ca zgomot de bandă largă (5 μV).

Primul etaj ($T1$, $T6$) este repetor diferențial, pentru a asigura impedanța de intrare mare. Al doilea etaj ($T2$, $T3$) este diferențial simplu, cu amplificarea $A1$, respectiv $A3$. Ieșirile lui comandă: prima pe $T4$ cu rezistență nedecuplată în emitor (amplificator tip II) cu amplificarea $A2$, cu colectorul la o priză a sarcinii lui $T3$, iar a doua — tranzistoarele finale.

Tranzistorul $T5$, tot cu rezistență nedecuplată în emitor, închide o buclă de reacție, cu factorul β, care este negativă pentru $T4$ și pozitivă pentru $T3$. Grupul Darlington ($T7$, $T8$) repetor la ieșire are amplificarea aproximativ 1, deci amplificarea globală a circuitului este exprimată de relația

$$A = \frac{A1 \cdot A2}{1 - \beta A2} + A3 \cdot (1 + \beta A2) \qquad (113)$$

Amplificatorul nu este compensat intern în frecvență. Analiza circuitului pe calculator este prezentată în [168].

Un exemplu de aplicație apare în figura 43, *c*, anume un repetor de bandă largă. Circuitul are două grupuri *RC* pentru compensare în frecvență: unul cu avans de fază (bucla de reacție), altul cu întîrziere de fază (la intrare).

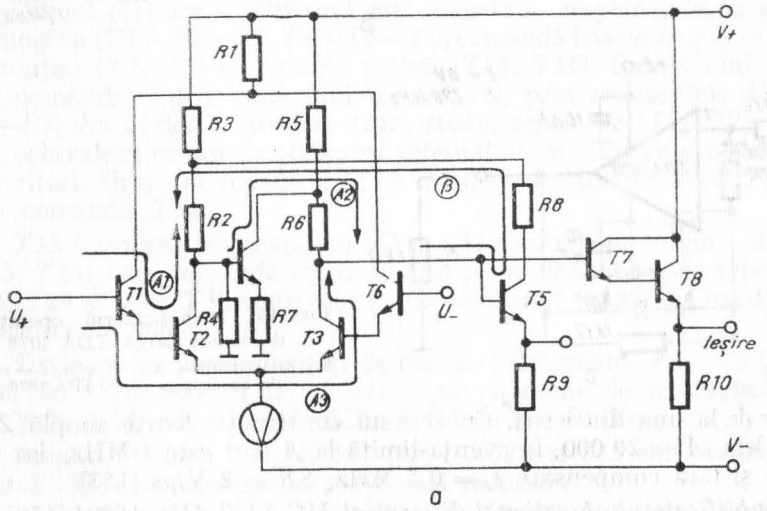

Fig. 43, *a*. Amplificatorul operațional de bandă largă TDA 1078 (schema)

Amplificatorul diferențial dublu μA 749 cuprinde, pe fiecare canal, două etaje diferențiale simple cu generator de curent, urmate de un

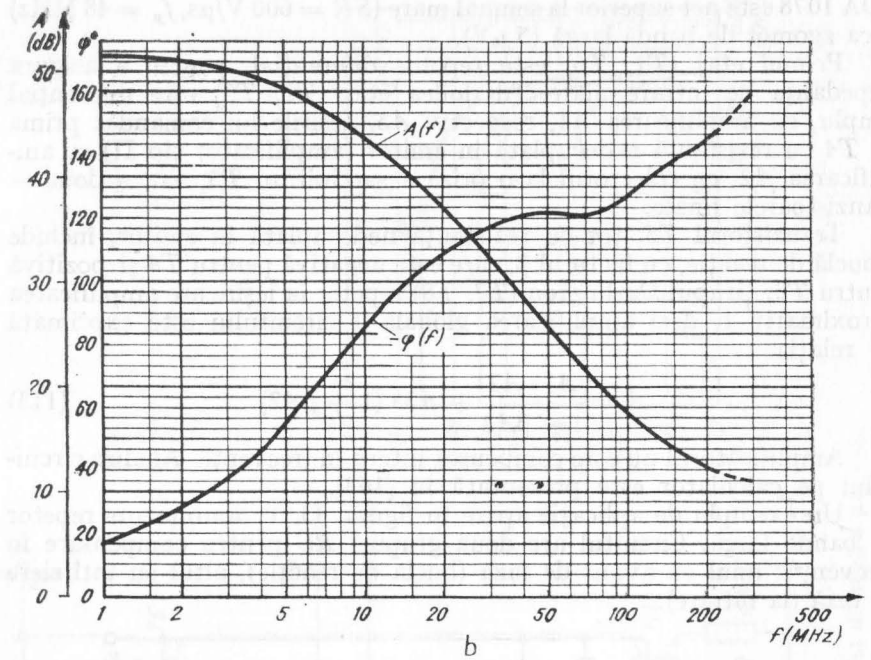

Fig. 43. Amplificatorul operațional de bandă largă TDA 1078:
b — caracteristicile $A(f)$ și $\varphi(f)$, *c* — repetor de bandă largă cu *AO* TDA 1078.

repetor de la una din ieșiri. Cu această construcție foarte simplă, $Z_i = 150$ kΩ, $A = 20\,000$, frecvența-limită la $A = 1$ este 1 MHz, iar fără reacție și fără compensare $f_s = 0{,}5$ MHz, $SR = 2$ V/μs [153].

Amplificatorul operațional diferențial MC 1420 (MC 1520) [158] este alcătuit din succesiunea de etaje diferențiale: repetor, emitor comun, repetor, emitor comun, repetor. El realizează $A = 3000$, frecvența-limită la $A = 1 - 10$ MHz, $SR = 5$ V/μs la $A = 1$ și $SR = 35$ V/μs fără reacție.

Amplificatorul operațional LM 118 (fig. 44) lansat de firma National Semiconductor în 1969 este complicat, deoarece cuprinde circuite de polarizare, sarcini active și circuite de protecție numeroase și sofisticate.

Primul etaj este diferențial cu grupuri Darlington ($T1 - T3$, $T2 - T4$), cu rezistențe ($R8$, $R9$) nedecuplate în emitor — pentru banda largă și cu sarcini active ($T14$, $T15$) — pentru amplificări mari. Grupurile ($T34 - T35$, $T36 - T37$) protejează intrarea la semnal mare. $C1$ realizează o compensare cu întîrziere de fază.

Al doilea etaj este diferențial cu tranzistoare *pnp* laterale ($T16$, $T17$) cu rezistențe ($R15$, $R16$) nedecuplate în emitori, cu sarcina activă ($T18$, $T19$, $T20$) care realizează și trecerea la modul asimetric. Acest etaj are performanțe mult mai slabe, de aceea se folosește compensarea „cuplaj înainte" cu $C2$, $C3$. Grupul $T11$, $T12$, protejează intrarea etajului la semnal mare.

Etajul de ieșire este repetor cu tranzistoare complementare, în clasă *AB*, similar cu al amplificatorului μA 715.

Acest *AO* realizează $Z_i = 1 - 3$ MΩ, $Z_e < 75$ Ω, $A = 50\,000 - 200\,000$, frecvența-limită la $A = 1$ este 15 MHz, iar $SR > 50$ V/μs. Variantă similară — NE/SE 5534 [159].

Amplificatorul operațional NE/SE 538 [159] are, ca și precedentul, o construcție complicată (fig. 45).

Primul etaj are o structură mai deosebită. Repetoarele cu grupuri Darlington ($T1 - T2 - T3$, $T4 - T5 - T6$) comandă bazele amplificatorului diferențial ($T7$, $T8$) cu sarcină activă ($T15$, $T16$). Emitorii lui $T7$, $T8$ sînt comandați, prin conexiuni încrucișate, prin rezistențele $R5 - R6$, $R2 - R3$, din al doilea nivel de tranzistoare repetoare ($T5 - T2$). Etajul este echivalent cu un amplificator diferențial cu rezistențe nedecuplate în emitori. Urmează repetorul ($T13$, $T14$) cu sarcină activă ($T17$, $T18$) care comandă $T33$.

$T33$ formează împreună cu $T31$, $T32$ cascode cu sarcini dinamice ($T25$, $T26$), care comandă etajul final repetor clasă *AB* prin repetoarele $T27$, $T29$ și $T36$, $T37$ conectate ca diode. Astfel etajul are bandă largă și distorsiuni mici.

Toate aceste particularități de realizare determină $Z_e = 75$ Ω, $A = 50\,000 - 200\,000$, ca la μA 741. Spre deosebire de acesta, însă $Z_i = 3$ MΩ, produsul $AB = 6$ MHz și $SR = 40 - 60$ V/μs.

Amplificatoarele NE/SE 531 (4531 [157]) și 535 sînt variante ale acestui *AO*, cu performanțe *puțin* mai modeste.

Amplificatoarele operaționale HA-2620/2622/2625 (fig. 46) [160] au o construcție complicată, dar realizează performanțe foarte ridicate: $Z_i = 40 - 300$ MΩ, $A = 80\,000 - 150\,000$, produsul $AB = 100$ MHz la $A = 10\,000$, $f_p > 320$ kHz, $SR = 25 - 35$ V/μs.

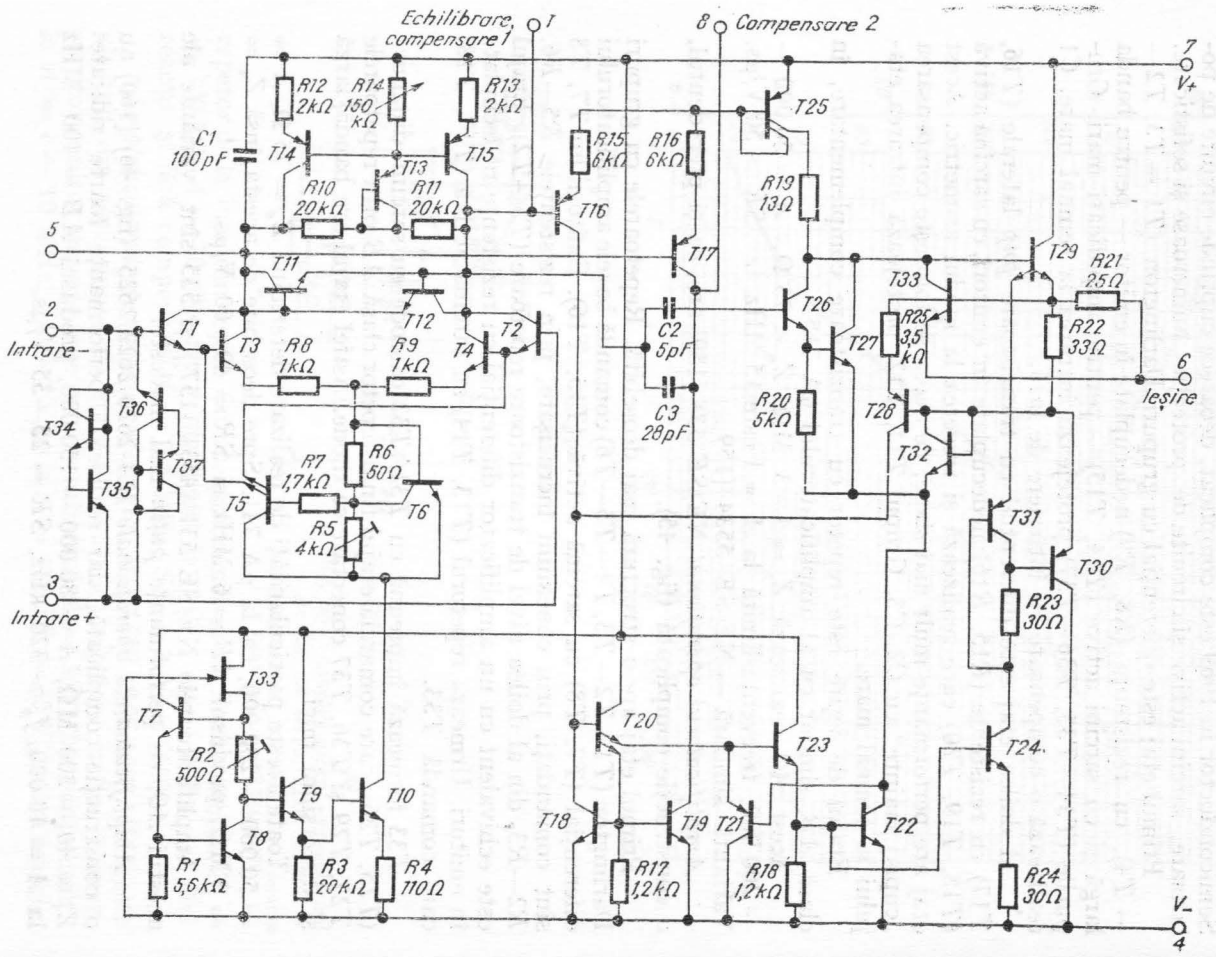

Fig. 44. Amplificatorul operațional LM 118.

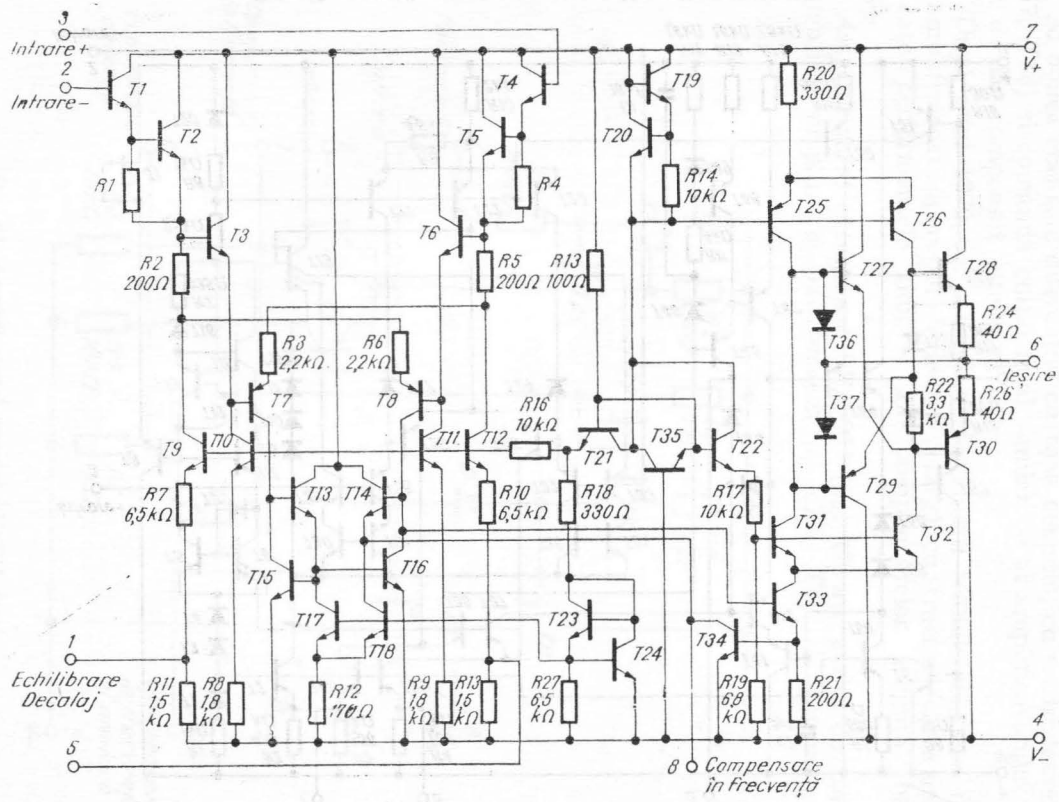

Fig. 45. Amplificatorul operațional NE/SE 538.

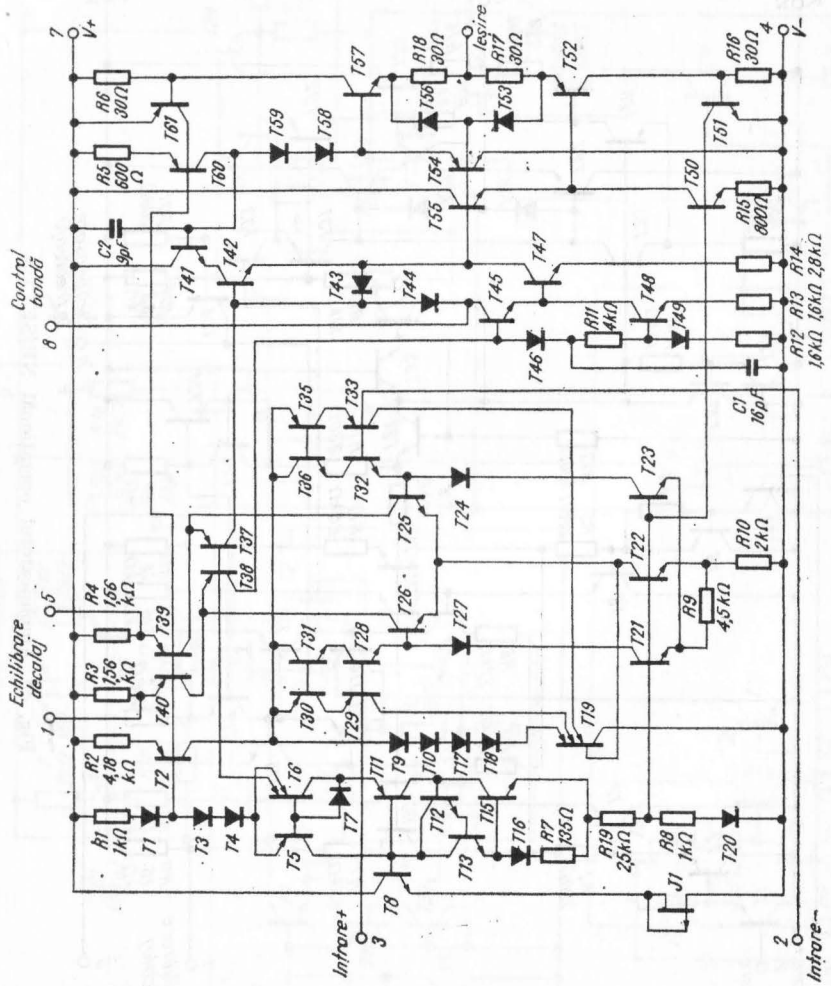

Fig. 46. Amplificatorul operațional HA-2620/2622/2625.

Impedanța de intrare este deosebit de ridicată, datorită repetoarelor (*T*28—*T*29, *T*32—*T*33) perechi *npn-pnp* cu bazele împreună, astfel încît curentul de bază al unuia să fie furnizat de baza celuilalt. Urmează amplificatorul diferențial (*T*25, *T*26) cu sarcină activă (*T*39, *T*40).

Al doilea etaj este diferențial cu baza comună, cu tranzistoare *pnp* (*T*37, *T*38) și comandă etajul final similar cu al amplificatorului precedent, dar compensat intern cu *C*1.

După anul 1970, pe măsura perfecționării tehnologiei, s-au realizat amplificatoare operaționale de bandă largă, cu structuri foarte simple, la care performențele ridicate ale componentelor asigură banda largă.

Amplificatorul operațional LH 0003 (fig. 47) are etajul de intrare diferențial simplu, *cu tranzistoare pnp* (*T*3, *T*4), cu generator de

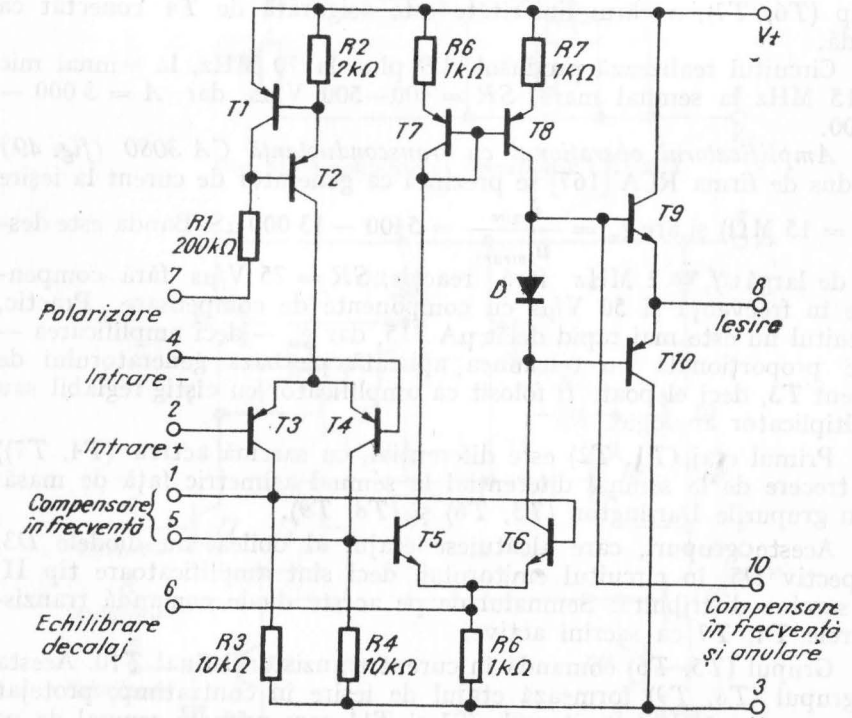

Fig. 47. Amplificatorul operațional LH 0003.

curent ($T2$), stabilizat ($T1$), ceea ce determină $Z_i = 100$ kΩ, dar decalaj de tensiune foarte mic. Colectorii sînt accesibili din exterior, pentru compensare în frecvenţă.

Al doilea etaj este diferenţial ($T5$, $T6$) cu sarcină activă tip „oglindă de curent" ($T7$, $T8$) şi realizează cea mai mare parte a amplificării şi trecerea la modul asimetric.

Etajul de ieşire repetor în contratimp ($T9$, $T10$) are neliniarităţi reduse datorită polarizării cu dioda D.

Circuitul în totalitate realizează $A = 15\,000 - 70\,000$, produsul $AB = 10-30$ MHz şi SR pînă la 70 V/μs [155].

Amplificatorul operaţional LH 0024 (fig. 48) are numai etajul de intrare diferenţial ($T8$, $T9$) cu generator de curent ($T1$) stabilizat ($T2$) [155].

Trecerea la modul asimetric este realizată de $T3$, a cărui joncţiune bază-emitor este echilibrată de $D1$. $T3$ are sarcină activă — tranzistorul cu efect de cîmp $T5$ — şi comandă etajul final repetor în contratimp ($T6$, $T7$), a cărui liniaritate este asigurată de $T4$ conectat ca diodă.

Circuitul realizează produsul AB pînă la 70 MHz, la semnal mic şi 15 MHz la semnal mare, $SR = 400-500$ V/μs, dar $A = 3\,000 - 4\,000$.

Amplificatorul operaţional cu transconductanţă CA 3080 (fig. 49) produs de firma RCA [167] se prezintă ca generator de curent la ieşire ($Z_e = 15$ MΩ) şi are $g_m = \frac{i_{ieşire}}{u_{intrare}} = 5400 - 13\,000$ μS. Banda este destul de largă: $f_s = 2$ MHz fără reacţie, $SR = 75$ V/μs fără compensare în frecvenţă şi 50 V/μs cu componente de compensare. Practic, circuitul nu este mai rapid decît μA 715, dar g_m — deci amplificarea — este proporţională cu tensiunea aplicată pe baza generatorului de curent $T3$, deci el poate fi folosit ca amplificator cu cîştig reglabil sau multiplicator analogic.

Primul etaj ($T1$, $T2$) este diferenţial, cu sarcină activă ($T4$, $T7$)) cu trecere de la semnal diferenţial la semnal asimetric faţă de masă, prin grupurile Darlington ($T5$, $T6$) şi ($T8$, $T9$).

Aceste grupuri, care alcătuiesc etajul al doilea, au diodele $D3$, respectiv $D5$, în circuitul emitorului, deci sînt amplificatoare tip II, cu sarcina distribuită. Semnalul de pe aceste diode comandă tranzistoarele $T4$, $T7$ ca sacrini active.

Grupul ($T5$, $T6$) comandă în curent tranzistorul final $T10$. Acesta şi grupul ($T8$, $T9$) formează etajul de ieşire în contratimp, protejat la suprasarcină de tranzitoarele $T7$ şi $T11$ care primesc semnal de pe diodele $D5$ şi $D6$ — traductor de curent.

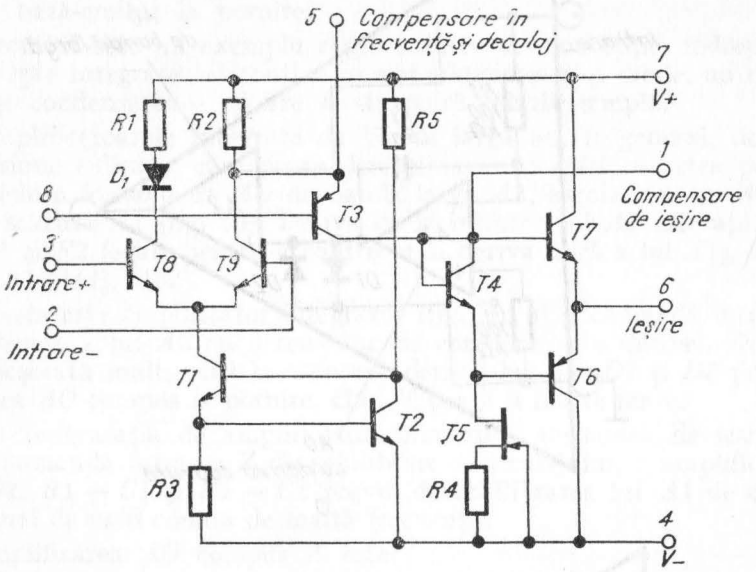

Fig. 48. Amplificatorul operaţional LH 0024.

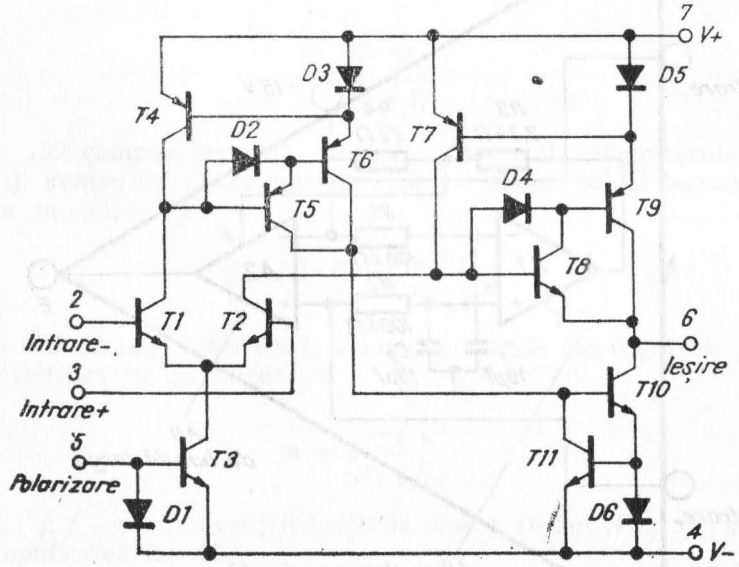

Fig. 49. Amplificatorul operaţional cu transconductanţă CA 3080

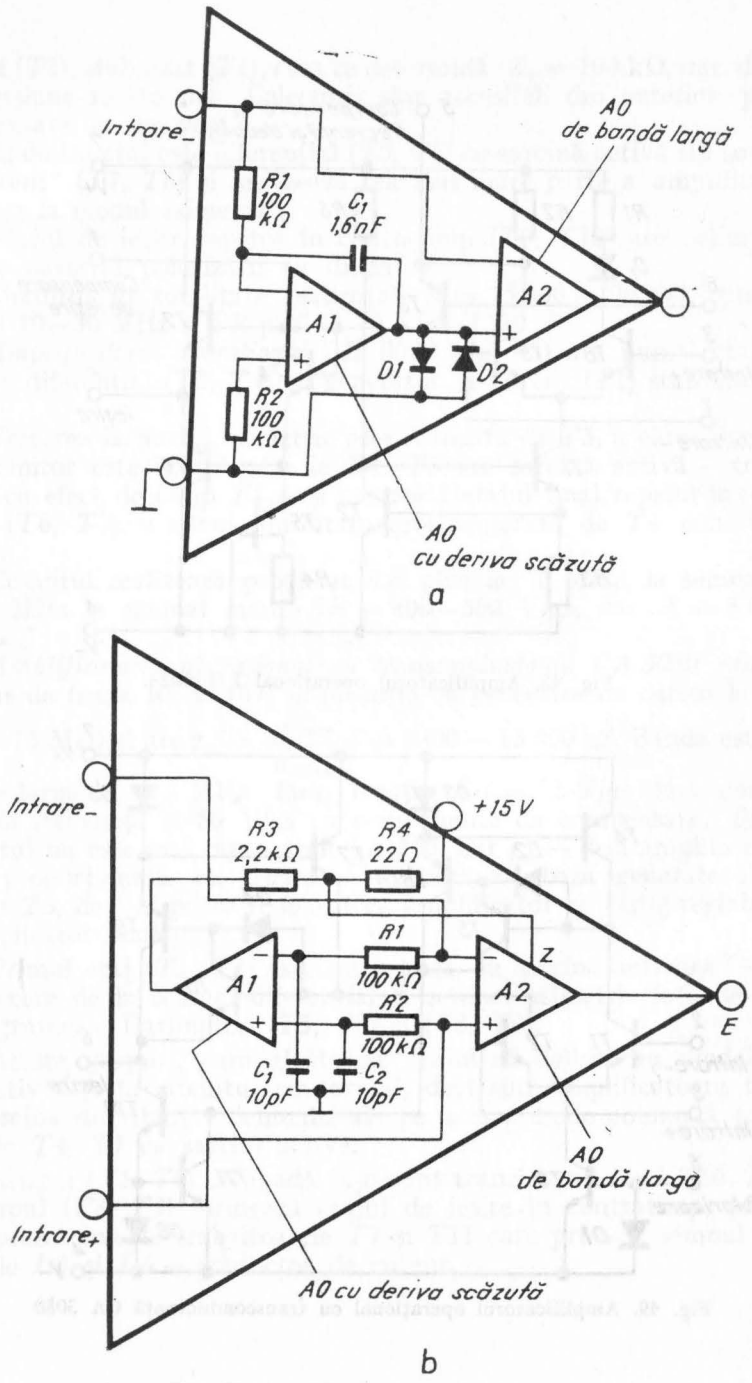

Fig. 50. Amplificator operațional compus:
a — inversor; *b* — diferențial.

Diodele $D2$ și $D4$ protejează $T5$ și $T8$ la aplicarea unor tensiuni inverse bază-emitor la pornire.

Circuitul este un exemplu reprezentativ de concepție îndreptată anume spre integrare; el conține numai tranzistoare și diode, nu rezistoare și condensatoare, și are o structură relativ simplă.

Amplificatoarele integrate de bandă largă au, în general, derivă de tensiune ridicată, care poate determina erori mari. Acestea pot fi mult reduse folosind un *AO* de bandă largă $A2$, asociat cu un *AO* cu deriva scăzută $A1$ (fig. 50). Deriva de la intrarea lui $A2$ este aplicată prin $R1$ și $R2$ (egale pentru a contribui la deriva mică a lui $A1$), la intrarea $A1$ [161], [162].

Acesta este amplificator integrator (fig. 50, *a*) și comandă intrarea neinversoare a lui $A2$ cu o tensiune de compensare a derivei. Deriva este micșorată mult, pînă la valoarea derivei lui $A1$. $D1$ și $D2$ previn zăvorîrea *AO* compus la pornire, cînd V poate fi foarte mare.

În configurația de amplificator diferențial, tensiunea de ieșire a lui $A1$ comandă intrarea Z de echilibrare a decalajului, a amplificatorului $A2$. $R1 - C1$ și $R2 - C2$ previn dezechilibrarea lui $A1$ de către un semnal de mod comun de înaltă frecvență.

Amplificarea *AO* compus A este

$$A = A_2(1 + \alpha A_1) > A_2 \tag{114}$$

unde

$$\alpha = \frac{V}{A_1 U}$$

La *AO* compus inversor, αA_1 este răspunsul integratorului ($A1$, $R1$, $C1$). Pentru ca *AO* compus să aibă un singur pol al factorului de transfer în gol,

$$R1 \cdot C1 = \frac{A_{02}}{2\pi f_{c2}} \tag{115}$$

La *AO* compus diferențial, α nu depinde de frecvență și, pentru o caracteristică cu un singur pol

$$\alpha = \frac{-f_{c2}}{A_{02} f_{c1}} \tag{116}$$

unde f_{c1} și f_{c2} sînt frecvențele-limită la $A = 1$ ale lui $A1$ și $A2$, iar A_{02} este amplificarea lui $A2$.

AO compus are *și* rejecția semnalului de mod comun aproape ca a lui *A1*, deci mult mai bună decît a lui *A2*.

Pentru lărgirea benzii, se folosește, în circuite pretențioase, compensarea „activă" care cuprinde încă un *AO* în bucla de compensare, de fapt un circuit care prezintă o capacitate de intrare negativă [163].

Față de alte circuite, cel inițial în [174] (fig. 51) prezintă impedanța de intrare mare, deoarece reacția și borna de intrare se aplică pe intrări diferite ale amplificatorului *A1*. Amplificarea globală la frecvențe joase este determinată de raportul K între rezistențele care încadrează *A2*.

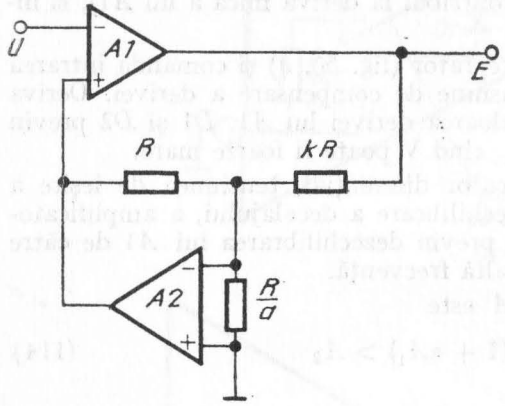

Fig. 51. Circuit cu compensare activă a fazei

Amplificatorul *A2* are caracteristica de frecvență similară cu *A1*. În consecință, la frecvențe înalte, la care scade amplificarea lui *A1*, scade și semnalul la ieșirea lui *A2*, deci tensiunea cu care se compară tensiunea de intrare. Scade amplificarea lui *A1*, dar crește semnalul *diferențial* aplicat la intrarea lui, compensînd scăderea amplificării. În [174] se arată că, pentru a realiza compensarea optimă a fazei

$$a = K - 1 - \frac{1}{K} \qquad (117)$$

Impedanțe de intrare deosebit de ridicate (10^{12} Ω) și, simultan, bandă largă a etajului de intrare, se realizează cu tranzistoare MOS. O realizare reușită este *amplificatorul operațional CA 3130* [164] (fig. 52). Etajul de intrare cu tranzistoare P MOS (*T6*, *T7*), cu diode Zener de protecție la supratensiuni (*D5*, *D6*, *D7*, *D8*) au amplificarea numai 5, deși are sarcina activă cu „oglindă de curent" (*T9*, *T10*). Decalajul de tensiune poate fi compensat cu un potențiometru între bornele *1* și *5*.

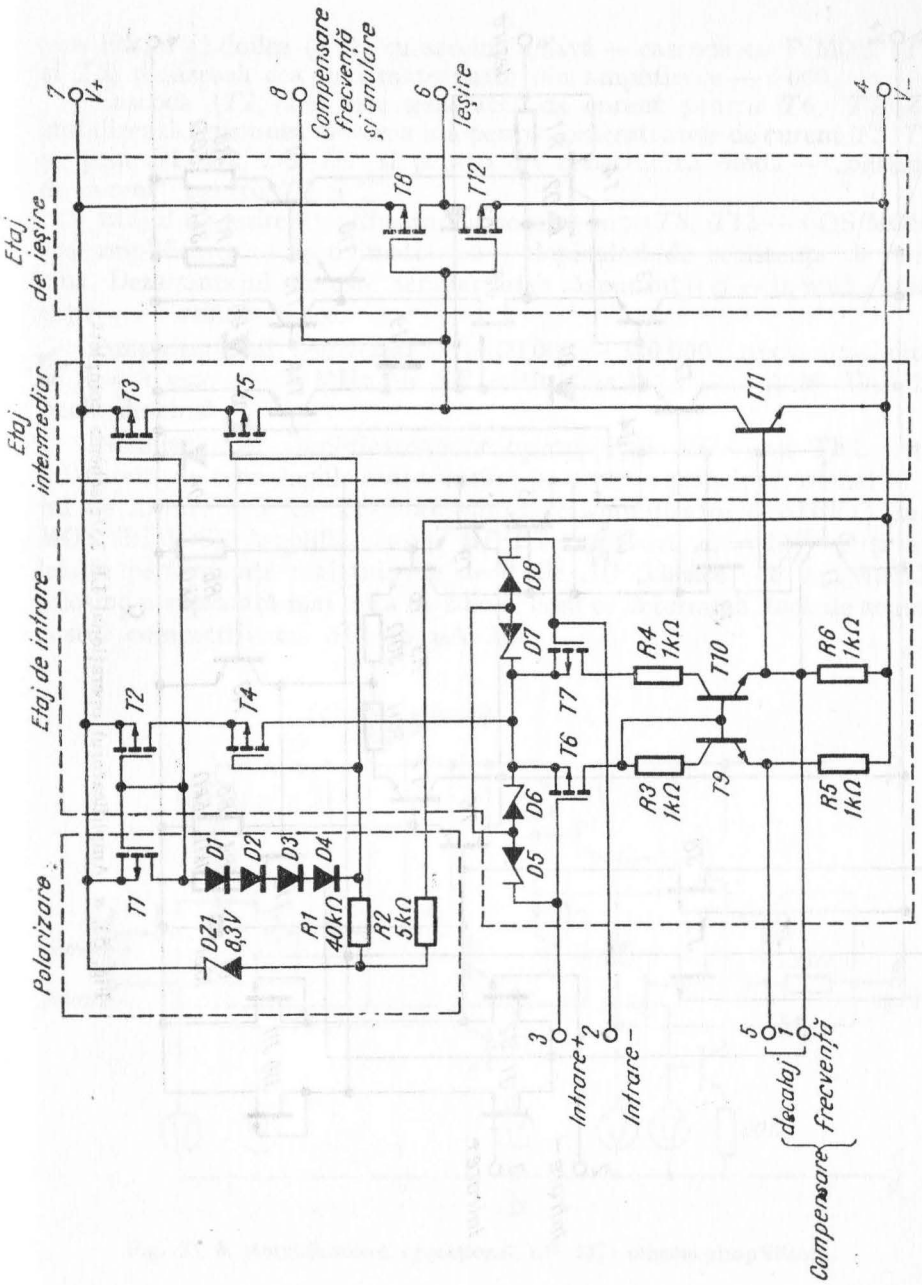

Fig. 52. Amplificatorul operațional CA 3130.

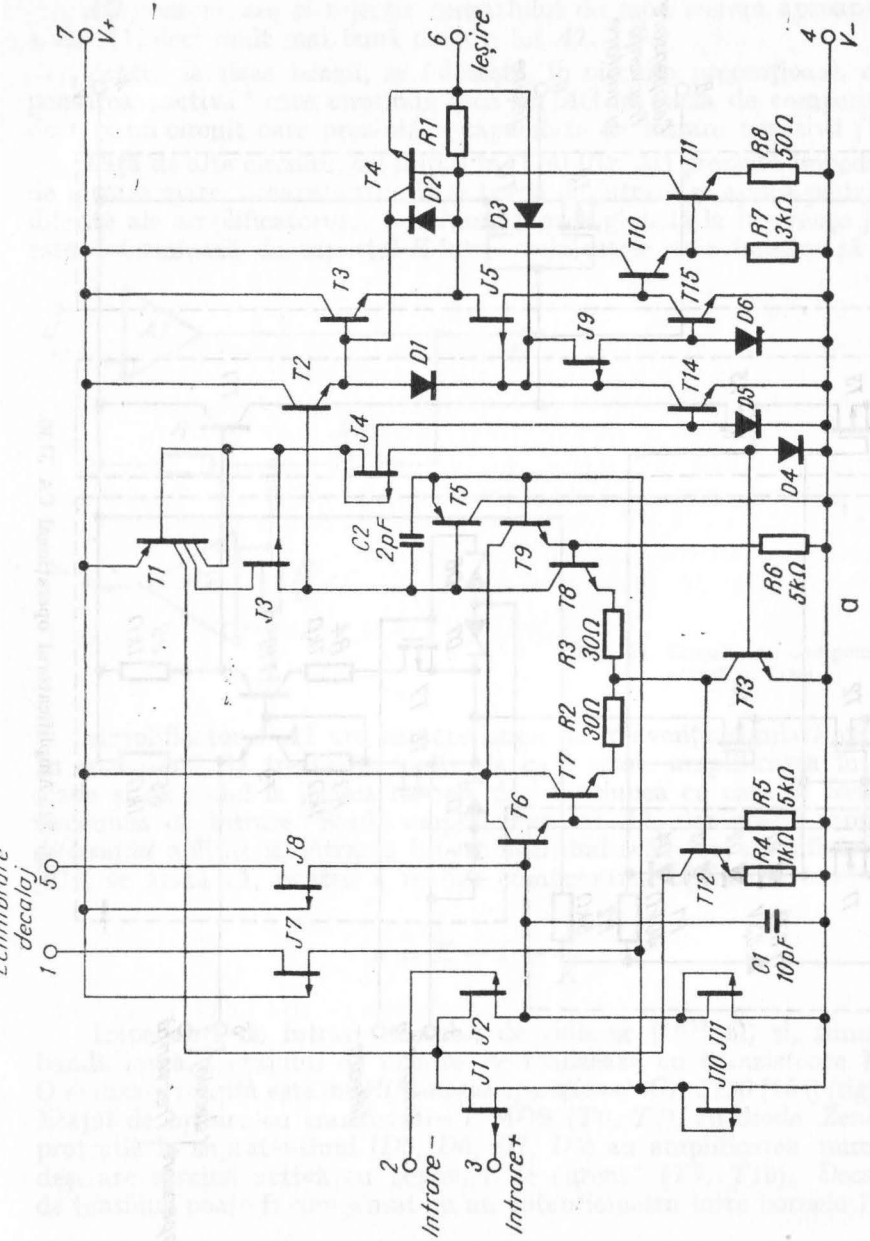

Fig. 53, *a*. Amplificatorul operaţional LF 257: schema completă;

Etajul al doilea ($T11$) cu sarcină activă — cascoda cu P MOS ($T3$ şi $T5$) realizează cea mai mare parte din amplificare — 6 000.

Cascoda ($T2$, $T4$) este generator de curent pentru $T6$, $T7$. $Z1$ stabilizează tensiunea de comandă pentru generatoarele de curent $T5$, $T4$ şi, prin $D1$, $D2$, $D3$, $D4$, şi pentru $T1$ conectat ca diodă — „oglinda de curent" pentru $T2$ şi $T3$.

Etajul de ieşire amplificator în contratimp ($T8$, $T12$ — COS/MOS) are amplificarea — aproximativ 30 — depinzînd de rezistenţa de sarcină. Dezavantajul său este neliniaritatea răspunsului şi — în multe aplicaţii — Z relativ mare.

Amplificatorul realizează $A = 50\,000 - 320\,000$, frecvenţa-limită la $A = 1$ este 4—15 MHz iar $SR = 10$ V/μs la $A = 1$ şi 30 V/μs în buclă deschisă.

Neliniaritatea amplificatoarelor operaţionale MOS sau TEC este înlăturată de tehnologiile mai recente, în care, în principiu, numai etajul de intrare este cu TEC (aşa-numitele amplificatoare BIEFT) sau MOS (BIMOS). Amplificatoarele BIFET realizează $Z_i = 10^{12}$ Ω şi celelalte performanţe mai ridicate decît ale AO „clasice" de uz general, folosind o suprafaţă mai mică de siliciu, ceea ce determină, încă de acum, costul competitiv cu AO tip μA 741.

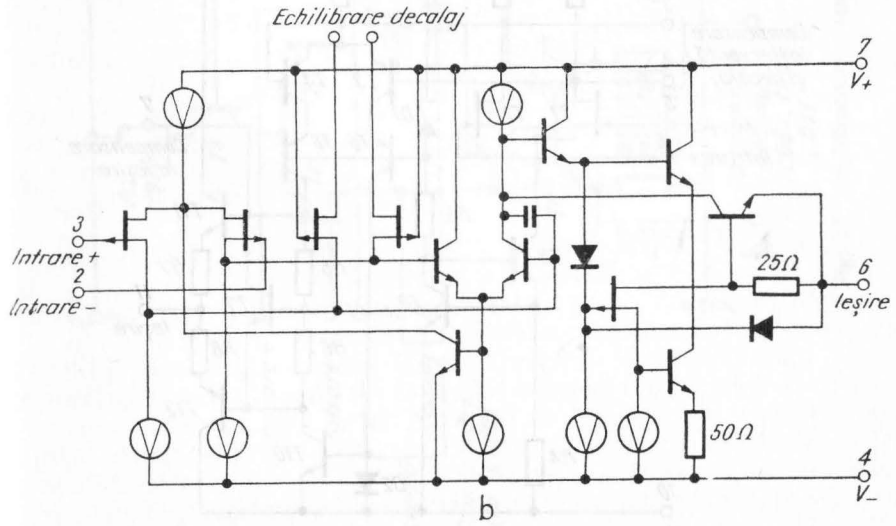

Fig. 53, *b*. Amplificatorul operaţional LF 157: schema simplificată.

Amplificatorul operațional LF 157 (fig. 53) este primul tip BIFET de largă circulație [151], [155], [156], [157], [158], [159]. Din aceeași serie LF 155 și LF 156 au banda mai îngustă, dar pot lucra și la $A = 1$.

Primul etaj ($J1$, $J2$), cu generator de curent ($T1$) și sarcină activă tot cu TEC ($J10$, $J11$) cuprinde și $C1$ pentru compensare cu întîrziere de fază și $J7$, $J8$ pentru echilibrare decalaj.

Al doilea etaj cuprinde repetoarele $T6$, $T9$ și amplificatorul ($T7$, $T8$) cu rezistențe nedecuplate în emitori ($R2$, $R3$) și sarcină activă-cascoda $T1$, $J3$.

Etajul final clasa AB „totem-pole" ($T3$, $T11$) are neliniaritățile compensate și este protejat la scurtcircuit ($T4$).

Circuitul realizează $A = 50\,000 - 200\,000$, produsul $AB = 15-20$ MHz, $SR = 40-50$ V/μs.

Variantă cu proprietăți superioare în curent continuu, dar performanțe dinamice inferioare: OP—16 [156].

Amplificatoarele operaționale LH 0022, LH 0042, LH 0052 cu circuitul foarte asemănător cu μA 741, dar $T1$, și $T2$ sînt TEC. Performanțele sînt asemănătoare cu μA 741, dar $SR = 1-3$ V/μs [155].

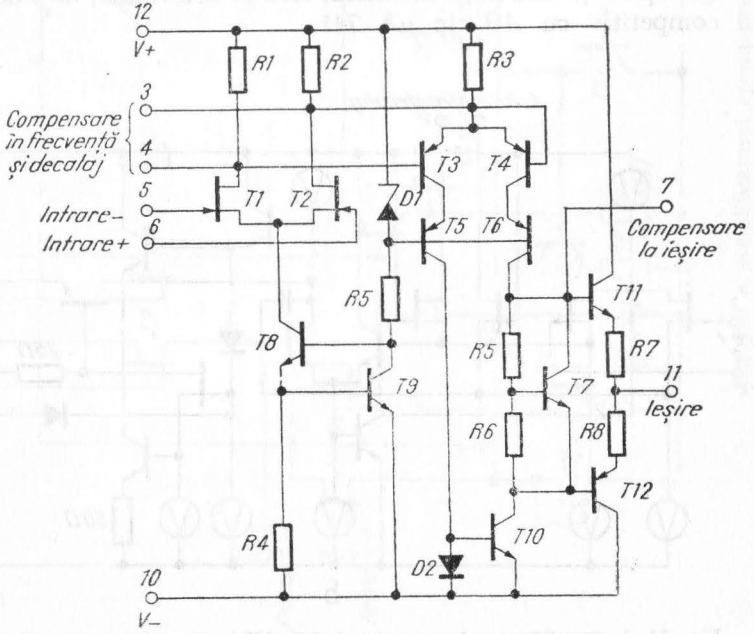

Fig. 54. Amplificatorul operațional LH 0032.

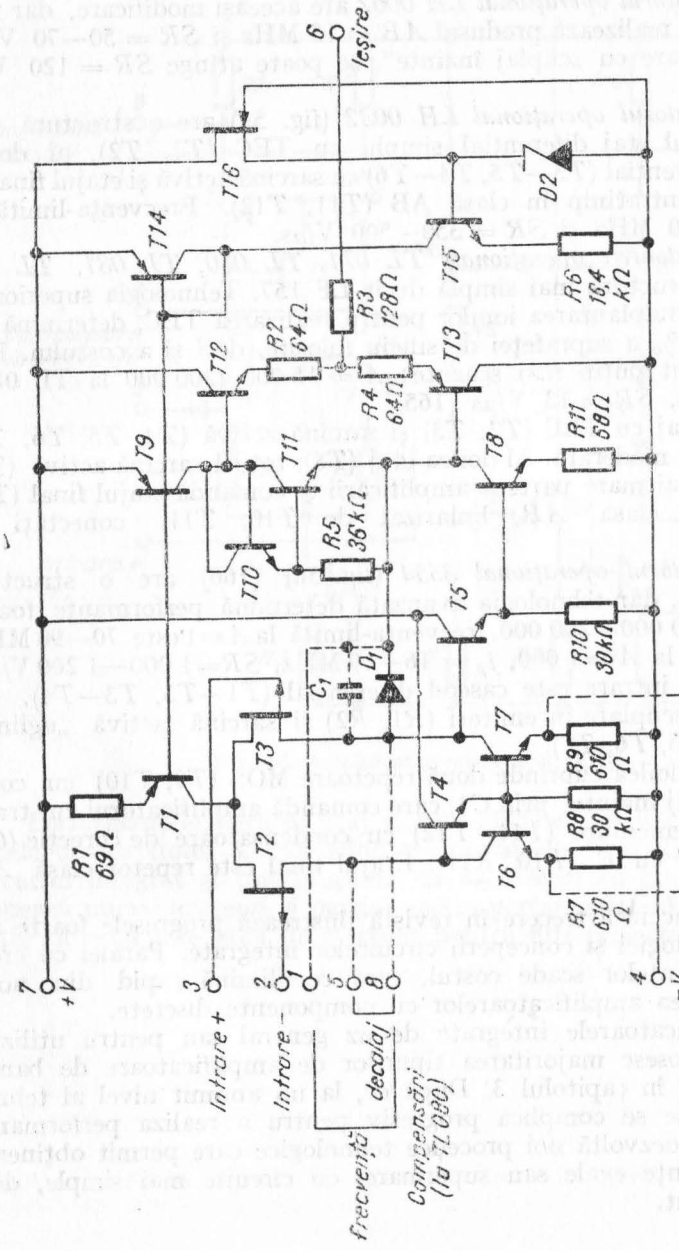

Fig. 55. Amplificatoarele operaționale din seriile TL 070, TL 080.

Amplificatorul operațional LH 0062 are aceeași modificare, dar față de LM 118, și realizează produsul $AB = 15$ MHz și $SR = 50—70$ V/μs. Prin compensare cu „cuplaj înainte", se poate atinge $SR = 120$ V/μs [151].

Amplificatorul operațional LH 0032 (fig. 54) are o structură mai simplă: primul etaj diferențial simplu cu TEC ($T1$, $T2$), al doilea — cascod diferențial ($T3—T5$, $T4—T6$) cu sarcină activă și etajul final — repetor în contratimp în clasă AB ($T11$, $T12$). Frecvența-limită la $A = 1$ este 70 MHz și $SR = 350—500$ V/μs.

Amplificatoarele operaționale TL 071, TL 080, TL 081, TL 087 (fig. 55) au structura mai simplă decît LF 157. Tehnologia superioară, care folosește implantarea ionilor pentru realizarea TEC, determină reducerea cu 30% a suprafeței de siliciu folosite, deci și a costului. Performanțele sînt puțin mai scăzute: $A = 15\,000$ (200 000 la TL 087), $AB = 3$ MHz, $SR = 13$ V/μs [165].

Primul etaj cu TEC ($T2$, $T3$) și sarcină activă ($T4$, $T5$, $T6$, $T7$) au amplificare moderată. Al doilea etaj ($T8$), tot cu sarcină activă ($T9$) asigură cea mai mare parte a amplificării și comandă etajul final ($T12$ $T13$) repetor clasă AB, liniarizat de $T10$, $T11$, conectați ca diodă.

Amplificatorul operațional 3554 (fig. 56) [166] are o structură relativ simplă, dar tehnologia avansată determină performanțe foarte înalte: $A = 50\,000—200\,000$, frecvența-limită la $A = 1$ este 70—90 MHz, $f_k = 1{,}7$ MHz la $A = 1\,000$, $f_p = 16—19$ MHz, $SR = 1\,000—1\,200$ V/μs.

Etajul de intrare este cascod diferențial ($T1—T3$, $T3—T4$), cu rezistențe nedecuplate în emitori ($R1$, $R2$) și sarcină activă „oglindă de curent" ($T5$, $T6$, $T7$).

Etajul al doilea cuprinde două repetoare MOS ($T9$, $T10$) cu compensare „cuplaj înainte" prin $C1$, care comandă amplificatorul cu tranzistoare complementare ($T11$, $T12$) cu condensatoare de corecție ($C2$, $C3$) în paralel cu R_e ($R10$, $R11$). Etajul final este repetor clasă AB ($T13$, $T14$).

Această succintă trecere în revistă ilustrează progresele foarte rapide ale tehnologiei și conceperii circuitelor integrate. Paralel cu creșterea performanțelor scade costul, ceea ce elimină rapid din noile aparate folosirea amplificatoarelor cu componente discrete.

În amplificatoarele integrate de uz general sau pentru utilizări speciale se folosesc majoritatea tipurilor de amplificatoare de bandă largă analizate în capitolul 3. După ce, la un anumit nivel al tehnologiei, circuitele se complică progresiv pentru a realiza performanțe mai înalte, se dezvoltă noi procedee tehnologice care permit obținerea unor performanțe egale sau superioare, cu circuite mai simple, deci cost mai scăzut.

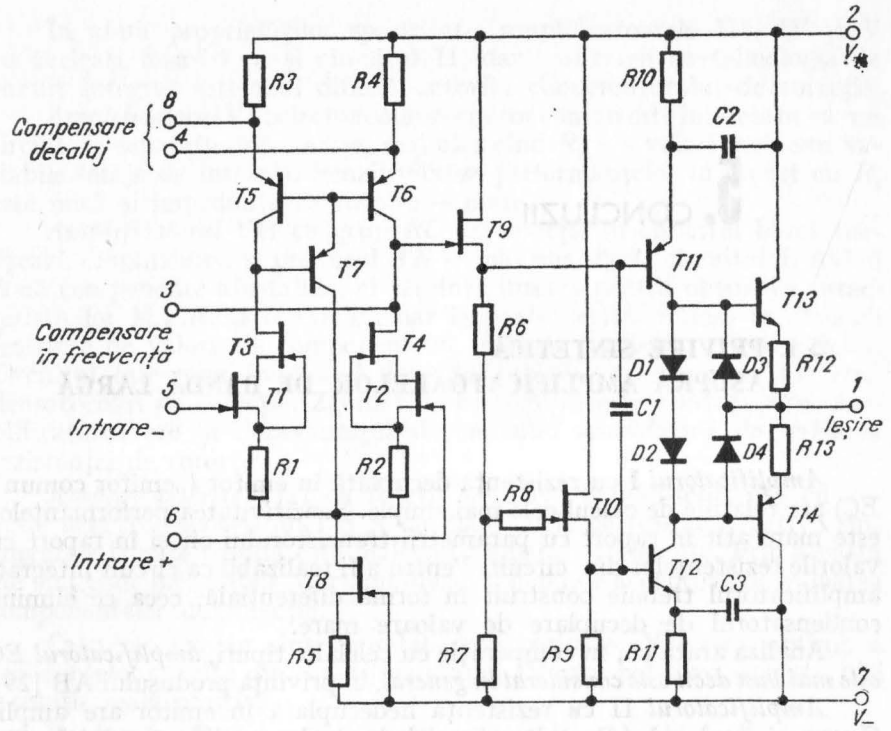

Fig. 56. Amplificator operațional 3554.

Performanțele fiecărui etaj și cele globale pot fi calculate cu relațiile din capitolul 3, cunoscînd performanțele fiecărui tranzistor din circuitul integrat și ținînd seama de h_{22}. Deoarece producătorii menționează numai arareori și parțial aceste performanțe în notele de aplicații, calculul este greu de efectuat pentru alți proiectanți.

5. CONCLUZII

5.1. PRIVIRE SINTETICĂ ASUPRA AMPLIFICATOARELOR DE BANDĂ LARGĂ

Amplificatorul I cu rezistenţă decuplată în emitor („emitor comun" EC) are relaţiile de calcul cele mai simple. Senzitivitatea performanţelor este mare atît în raport cu parametrii tranzistorului cît şi în raport cu valorile rezistenţelor din circuit. Pentru a fi realizabil ca circuit integrat, amplificatorul trebuie construit în forma diferenţială, ceea ce elimină condensatorul de decuplare de valoare mare.

Analiza arată că, în comparaţie cu celelalte tipuri, *amplificatorul EC este mai bun decît este considerat în general*, în privinţa produsului AB [29].

Amplificatorul II cu rezistenţă nedecuplată în emitor are amplificarea şi produsul AB *mult* mai mici decît ale amplificatorului I. Circuitul prezintă interes ca amplificator inversor de fază şi ca etaj cu impedanţă de intrare mare. Senzitivitatea amplificării în raport cu β este mică, de asemenea senzitivitatea performanţelor în raport cu R_g. Circuitul este uşor integrabil, are zgomot propriu puţin mai mic decît primul, dar are instabilitatea potenţială [3] mai mare. Inferioritatea faţă de primul circuit este *mai* accentuată la amplificatorul cu 2 etaje.

Amplificatorul III cu condensator de corecţie în paralel cu R_e realizează o mică lărgire a benzii faţă de cel precedent. El nu justifică interesul deosebit care i-a fost arătat în literatură.

Amplificatorul IV cu reacţie pozitivă repetor-emitor este superior amplificatoarelor II şi III, mai ales în prezenţa unor capacităţi parazite mari. Analiza pe calculator scoate în evidenţă, la acest circuit, maxime şi minime pronunţate ale performanţelor la valori foarte apropiate ale componentelor, deci şi senzitivităţi mari.

Amplificatorul V cu reacţie pozitivă emitor-emitor necesită calcule mult mai complicate decît precedentul, fără a realiza însă performanţe superioare. El este, practic, necompetitiv.

În afara proprietăţilor specificate, amplificatoarele III, IV şi V au aceleaşi însuşiri ca şi circuitul II, dar realizarea cu tehnologia de circuit integrat este mai dificilă datorită condensatorului de corecţie.

Amplificatorul VI colector comun-emitor comun este interesant ca un circuit de separaţie între etaje, mai ales cînd R_g are valori mari sau variabile (etaje de intrare). Senzitivitatea performanţelor în raport cu R_g este mică şi impedanţa de intrare — mare.

Amplificatorul VII cu grup *RC* de corecţie în circuitul bazei realizează amplificarea şi produsul *AB* — mai mici decît circuitul I. Avînd două componente ajustabile, el prezintă interes pentru obţinerea caracteristicilor M.L.A. şi M.L.A.P., dar le poate realiza numai în domenii restrînse de valori ale componentelor şi performanţelor tranzistoarelor. Circuitul este greu integrabil datorită valorilor relativ mari ale condensatorului de corecţie. Zgomotul său propriu este relativ mare. Amplificatorul are şi dezavantajul dependenţei amplificării de valoarea rezistenţei de corecţie.

Amplificatoarele VIII cu reacţie negativă paralel-serie, XI cu reacţie negativă serie-paralel şi X cu două bucle de reacţie negativă sînt singurele la care reacţia este realizată numai de rezistenţe. Prin aceasta ele sînt uşor integrabile, dar amplificarea depinde accentuat de valoarea componentelor de corecţie.

Calculele exacte sînt deosebit de laborioase. Valoarea optimă a rezistenţelor rezultă din ecuaţii de gradul IV care pot avea una sau nici o soluţie reală pozitivă.

Produsul *AB* al acestor circuite este mult mai mic decît al amplificatorului I cu 2 etaje, dar superior amplificatoarelor II, III, IV şi V.

La circuitele IV, V, VIII, IX şi X banda creşte *puţin* dacă se adaugă condensatoare în paralel cu R_e ca la amplificatorul III. Complicarea calculelor şi a reglajului este însemnată, iar îmbunătăţirea — mică, de aceea adăugarea acestor elemente este neavantajoasă.

Amplificatorul XI cascod are A_{u_0} foarte apropiată de a amplificatorului I *cu 1 etaj*, iar banda — puţin mai largă. Amplificarea şi produsul *AB* sînt mult mai mici decît ale circuitului I cu 2 etaje, care are cam aceleaşi componente. Cascoda are zgomot mic şi realizează o bună separaţie între intrare şi ieşire.

Amplificatorul XII cascod cu condensator de corecţie în paralel cu R_e combină proprietăţile cascodei cu ale amplificatorului III. Forma curbelor benzii şi produsului *AB* funcţie de diversele rezistenţe este mai complicată decît la oricare alt amplificator, dar maximele şi minimele nu pot fi explicate prin rezonanţa unor părţi de circuit. Performanţele acestui circuit sînt apropiate de ale circuitului III, deci el prezintă interes numai ca etaj de intrare.

Amplificatorul XII' cascod cu grup RC de corecție în paralel cu R_e este mai complicat decît precedentul dar realizează bandă mai largă, deci *prezintă* interes pentru obținerea caracteristicii M.L.A.P. Circuitul poate realiza această caracteristică în domenii relativ largi de valori ale componentelor.

Amplificatorul XIII neutrodinat are aceeași amplificare ca și circuitul *I* și este singurul care realizează banda de 1,5—10 ori mai largă. Pentru $R_g > 0{,}1$ kΩ, *produsul AB maxim realizabil cu componente discrete* se obține cu amplificatorul *diferențial neutrodinat cu condensatoare*, iar *cu circuite integrate — cu amplificatorul diferențial compensat cu altă pereche de tranzistoare*. Pentru R_g mic, produsul *AB* este maxim la amplificatorul I.

Spre deosebire de toate celelalte tipuri de amplificatoare corectate cu condensator, la amplificatorul diferențial neutrodinat valoarea optimă a capacității *scade* cînd crește R_g. La acest circuit, capacitățile parazite au o influență mai mică decît la amplificatorul I.

Amplificatorul diferențial neutrodinat, amplificatoarele IV și V sînt singurele care realizează un *defazaj pozitiv*, crescător, pînă aproape de frecvența-limită. Această proprietate permite ca, prin compensare cu defazajele altor etaje, să se obțină un lanț de amplificare cu caracteristică M.L.A.P. cu timpul de întîrziere de grup foarte mic — însușire avantajoasă, de exemplu, pentru osciloscoape și pentru amplificatoarele de videofrecvență.

Pentru valori mici ale rezistenței generatorului, amplificatorul diferențial neutrodinat, circuitele VIII, IX și amplificatorul III cu 2 etaje, care îndeplinesc o singură condiție M.L.A., au caracteristica de amplitudine cu supracreștere înainte de căderea la frecvențe înalte. Această proprietate poate fi și ea folosită pentru compensarea caracteristicii altor etaje și demonstrează că, chiar la circuite simple, *îndeplinirea primei condiții M.L.A. nu asigură realizarea unei caracteristici de amplitudine fără supracreștere*, datorită zerourilor factorului de transfer. Aceasta este explicația unor valori experimentale ale condensatorului sau rezistenței de corecție *mai mici* decît cele calculate: valoarea experimentală este cea care determină o caracteristică fără supracreștere, deoarece aprecierea exactă a anulării derivatei în origină este cu totul discutabilă.

Amplificatorul diferențial corectat cu altă pereche de tranzistoare realizează o creștere mai mică a benzii decît cel neutrodinat, dar nu pot apărea „supracorectări", indiferent de variația lui R_g, a temperaturii sau tensiunii de alimentare. Caracteristicile realizate sînt apropiate de M.L.A.P., deci sînt convenabile în orice situație.

Amplificatorul XIV diferențial neutrodinat cu condensatoare și cu grup RC de corecție în circuitul bazei este cel mai complicat și scump, iar performanțele sale sînt inferioare circuitului XIII pentru caracteristica M.L.A. și circuitelor VII și XII' pentru M.L.A.P., deci acest amplificator este *practic necompetitiv*. Principiul de funcționare și proprietățile lui rezultă din suprapunerea circuitelor VII și XIII *a*.

5.2. ALEGEREA CIRCUITULUI OPTIM

În concluzie, la $R_g > 0{,}1$ kΩ, *produsul AB* este maxim la amplificatorul diferențial neutrodinat sau compensat, iar la R_g de valoare mică — la amplificatorul I și la amplificatorul diferențial simplu.

Pentru a realiza o *impedanță de intrare mare* și o dependență mică de rezistența generatorului, este optim amplificatorul IV pentru amplificare mică și bandă largă sau amplificatorul VI pentru A_{u_0} mare și banda relativ îngustă. Circuitele acestea au, însă, instabilitatea potențială mai mare [3]. Pentru a adăuga și calitatea zgomotului propriu mic, se folosește repetorul pe emitor urmat de cascodă. Aceste soluții sînt optime pentru *etajul de intrare* al lanțului amplificator.

Cu condiția M.L.P. se obține banda cam 0,7 din banda cu condiția M.L.A. (valori mai apropiate la amplificatorul XIII). Pierderea este moderată, deci adesea poate fi preferabilă îndeplinirea condiției M.L.P.

Pentru obținerea *caracteristicii M.L.A.P.* sau a caracteristicii M.L.A. cu anularea a două derivate, produsul *AB* maxim se obține cu amplificatorul XII', dar acesta poate realiza caracteristica în domenii limitate de valori ale componentelor.

Amplificatorul II prezintă interes numai ca *inversor de fază*, scop pentru care $R_e = R_c$ și se culeg semnale opuse din emitor și colector. El mai este folosit în circuitele integrate ca etaj de modificare a fazei și componentei continue a semnalului, fără cerințe maxime asupra benzii și amplificării.

Cascoda este optimă ca etaj cu *zgomot mic* și pentru cazurile cînd sarcina poate avea naturi și valori foarte diferite, care nu trebuie să influențeze etajul precedent.

Senzitivitatea amplificării în raport cu parametrii tranzistorului este mică la amplificatoarele cu rezistență nedecuplată în circuitul emitorului: II, III, IV, V, XII, XII' și, în mai mică măsură, VIII, IX și X. Acest avantaj și *scăderea distorsiunilor și a zgomotului* propriu al circuitului se obțin cu prețul scăderii deosebite a amplificării. Situația este uneori considerată avantajoasă, deoarece toleranța parametrilor tranzistorului (β, C_e C_c) este de ordinul —50%, +100%, deci *mult* mai mare decît a rezistoarelor *ieftine*. În general, pentru aprecierea stabilității performanțelor unui circuit la variația parametrilor tranzistorului și a valorilor componentelor, se folosește *senzitivitatea multi-*

parametrică (Ghausi) care înglobează senzitivitatea în raport cu *toți* parametrii și se ține seama de domeniile de toleranță ale fiecăruia din ei.

Toate circuitele au senzitivitatea performanțelor relativ mare în raport cu valorile rezistențelor R_e și R_c și foarte mică în raport cu I_c. Senzitivitatea amplificării și benzii în raport cu R_g este, în general, mare, dar este mai mică la circuitele cu rezistența nedecuplată în emitor și foarte mică la circuitul VI.

Componentele de corecție au valori optime puternic dependente de rezistența generatorului. Trebuie ținut seama de aceasta la primul etaj al unui amplificator de bandă largă care ar putea fi comandat de generatoare cu rezistențe interne diferite. Se poate folosi unul dintre amplificatoarele necorectate sau unul corectat, cu valoarea condensatorului (și/sau rezistenței) astfel aleasă încît caracteristica de amplitudine să nu prezinte supracreștere în nici o situație. Evident, primul etaj nu va prezenta, în general, o caracteristică M.L.A. Ceea ce este *mai* important de observat este că performanțele acestui etaj diferă, funcție de generator. Pentru a micșora această dependență, amplificatorul VI, sau mai bine repetorul urmat de cascodă este optim pentru *etajul de intrare* într-un lanț de amplificare.

Amplificatoarele II, VI, VIII, IX, și XI sînt ușor realizabile ca *circuite integrate monolitice*, iar amplificatoarele III, IV, V, XII, XII', XIII *b* — ca *circuite integrate hibride*. Circuitul XIII *a* este interesant numai în tehnologia de circuit integrat monolitic. Este foarte dificilă realizarea performanțelor dorite construind circuitele VIII, IX și X sub forma integrată, datorită toleranțelor mari ale rezistențelor realizate cu această tehnologie. Performanțele amplificatorului I se obțin cu circuite integrate folosind amplificatorul diferențial.

Amplificarea scade la frecvențe foarte joase la circuitele I, VI, VII, VIII, IX, X, XI. Pentru a elimina neajunsul, amplificatoarele I și VI se construiesc simetrice, circuitul VII devine XIV, iar la X se folosesc două surse de alimentare.

La toate amplificatoarele, banda depinde esențial de parametrii tranzistorului: r_{be}, r_b, C_c, *nu* de β și I_C. Dependența de C_e este mare la amplificatoarele I, VI, VII, XI, XIII și mai mică la celelalte tipuri, mai ales la II, III, IV, V. Amplificarea depinde direct de β și r_{be}. Din compararea *tuturor* tipurilor de amplificatoare realizate cu tranzistoarele EFT 352 și BC 107A rezultă că, la raportul actual al costului acestor tranzistoare (de 2—3 ori mai scump BC 107A), *este economică folosirea tranzistorului cu parametri superiori.* Raportul produselor *AB* realizate este *mai mare* decît raportul prețurilor tranzistoarelor. În afară de aceasta, pentru realizarea unui produs *AB* impus este nevoie de un *număr mai mic de etaje* cu BC 107, deci scade și costul celorlalte componente și al manoperei. Pe măsura perfecționării tehnologiei, costul semiconductoarelor scade față de al componentelor pasive și, mai ales, față de al manoperei. Acest proces accentuează economicitatea folosirii semiconductoarelor superioare *de mare serie*, nu însă și a celor cu performanțe deosebite, care sînt mult mai scumpe. În acest sens, folosirea în continuare a tranzistoarelor de germaniu apare lipsită de rațiune.

Capacitățile parazite limitează banda, indiferent de circuitul ales. Mai importantă decît alegerea și calcularea precisă a unui circuit pretențios este *realizarea unui circuit cu capacități parazite mici* și *izolarea sarcinilor puternic capacitive cu repetoare pe emitor*, sau folosirea circuitelor IV și XIII în asemenea situații.

Pentru un calcul exact, trebuie cunoscuți parametrii fiecărui tranzistor folosit. Pentru o producție de serie, datorită toleranțelor tranzistoarelor și a celorlalte componente, trebuie prevăzută *ajustarea* condensatoarelor și a rezistențelor de *corecție cu* $\pm$ 25% față de valoarea calculată. Se obține, ca atare, f_s cu erori de același ordin de mărime.

Relațiile foarte complicate nu trebuie să îndepărteze alegerea unui circuit (IV, deoarece V, VIII, IX și X sînt rareori competitive), nici să îndemne la un calcul aproximativ, deoarece folosind calculatoare de putere medie — mică, aceasta *nu mai constituie o dificultate importantă.*

Alegerea circuitului optim trebuie făcută pe baza comparării performanțelor diverselor tipuri și a cerințelor schemei. Nu trebuie neglijată această etapă ca fiind „evidentă" sau „bine cunoscută", deoarece o analiză atentă determină adesea alte rezultate decît o apreciere fugară.

După alegerea tipului optim de circuit, *trebuie* întreprinsă *analiza pe calculator* cu ajutorul programului A, pentru a găsi un compromis între cerințele schemei și regimul optim de funcționare al amplificatorului. Analiza circuitelor a scos în evidență dependențe foarte pronunțate și diferite ale performanțelor de valorile rezistențelor. Aceste variații nu erau previzibile prin raționamente fizice. Se obțin uneori benzi foarte diferite pentru valori apropiate ale unei rezistențe.

* * *

Realizarea unor amplificatoare de bandă largă cu performanțe înalte este rodul coroborării eforturilor de concepție a circuitului, al tehnologiei de realizare a componentelor (eventual a unei părți sau a întregului circuit în tehnologie integrată) și al construirii îngrijite a circuitului.